

Sistemas de Comunicações Óticas em Espaço Livre Explorando Formatos de Modulação Avançados

Rui Miguel Coelho do Carmo

Dissertação para Obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Doutor Paulo Sérgio de Brito André

Júri

Presidente: Prof. Doutor José Eduardo Charters Ribeiro da Cunha Sanguino

Orientador: Prof. Doutor Paulo Sérgio de Brito André

Vogal: Prof. Doutor Mário José Neves Lima

Junho 2017

Agradecimentos

É com enorme satisfação e sentido de autorrealização que, com a presente dissertação, termino mais uma decisiva etapa da minha vida acadêmica e, como tal, quero agradecer a todos aqueles que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização desta gratificante tarefa.

Em primeiro lugar quero agradecer à Academia da Força Aérea por me ter aberto as portas a um ensino de excelência, tanto acadêmico como militar, ajudando-me a crescer não só a nível pessoal como também a nível profissional.

De uma forma muito especial e com o devido reconhecimento, quero igualmente agradecer ao Instituto Superior Técnico pelo inestimável contributo para o engrandecimento do meu percurso académico, especialmente ao Professor Doutor Paulo André, pela forma incansável e efetiva como deu a sua orientação e ajuda preciosa no desenvolvimento deste trabalho. Também não posso deixar de referir a importância do projeto *Optical 5G* para a formulação deste tema de dissertação.

Quero deixar um agradecimento especial aos meus amigos e camaradas de curso, pela amizade, companheirismo e apoio nas horas mais difíceis.

Por fim, gostaria de agradecer à minha família pelo constante apoio, compreensão, encorajamento e paciência que demonstraram ao longo dos meus anos de formação.

Resumo

Desde o início do século XXI a evolução das sociedades tem sido marcadamente influenciada pela crescente influência dos recursos tecnológicos, especialmente pelo exponencial crescimento e avanço das Tecnologias de Informação e Comunicação (TIC). Nesta perspectiva, assume particular destaque a rápida evolução da comunicação digital, verificando-se um aumento exponencial dos requisitos de largura de banda e de capacidade de transmissão. Num futuro próximo, uma das soluções será a transição das comunicações *wireless* para a sua quinta geração (5G), que representará um importante passo no vertiginoso caminho de evolução das telecomunicações.

Neste contexto, a utilização de ligações óticas em espaço livre irão seguramente constituir uma valiosa mais-valia para a melhoria da cobertura, da capacidade e da Qualidade de Experiência global nos *datacenter* e nos centros urbanos, visto ser uma solução flexível e de baixo custo. Sendo possível propor soluções de *backhaul* ótico com elevada capacidade, eficiência espectral e energética, mas também com baixo custo por bit.

Na presente dissertação realizou-se o estudo de formatos avançados de modulação, com potencialidade de aplicação em sistemas de comunicação ótica em espaço livre, privilegiando-se a possibilidade de utilização de deteção direta. Nesse sentido, será realizado um projeto que consiste na implementação de um módulo de comunicações óticas ponto a ponto de baixo custo, operando na região espectral visível e baseando-se na modulação direta do emissor ótico. Através da modulação de uma subportadora, são utilizados os formatos BPSK e QPSK, permitindo desta forma aumentar a eficiência espectral da ligação. A partir da modulação QPSK foi possível obter um EVM de 1.3%, próximo do limite de deteção, representando um valor ótimo para os objetivos pré-estabelecidos.

Palavras-chave: Comunicações óticas em espaço livre, formatos de modulação avançados, modulação de fase, modulação da subportadora, deteção direta.

Abstract

Since the beginning of the 21st century the evolution of societies has been markedly influenced by the growing influence of technological resources, especially by the exponential growth and advancement of Information and Communication Technologies (ICT). In this perspective, it is particularly important to highlight the rapid evolution of digital communication, with an exponential increase in bandwidth requirements and transmission capacity. In the near future, one of the solutions will be the transition of wireless communications to its fifth generation (5G), which will represent an important step in the fast-paced evolution of telecommunications.

In this context, the use of free-space optical links will undoubtedly be a valuable asset for improving the coverage, capacity and overall quality of experience in the datacenters and in urban centers as it is a flexible and low-cost solution. It is possible to propose optical backhaul solutions with high capacity, spectral and energy efficiency, but also with low cost per bit.

Thus, the present dissertation proposes the study of advanced modulation formats, with potentiality of application in optical communication systems in free-space, favoring the possibility of using direct detection. In this sense, a project will be carried out, consisting on the implementation of a low-cost, point-to-point optical communication module, operating in the visible spectral region and based on the direct modulation of the optical emitter. By modulating a subcarrier, the BPSK and QPSK formats are used, thus allowing increased spectral efficiency of the connection. From QPSK modulation, it was possible to achieve an EVM(%) of 1.3%, close to the detection limit, representing an optimum value for the pre-established objectives.

Keywords: Free-space optical communications, advanced modulation formats, phase modulation, subcarrier modulation, direct detection.

Índice

1. Introdução.....	1
1.1. Motivação	1
1.2. Objetivos da Dissertação	3
1.3. Estrutura da Dissertação	3
1.4. Estado da Arte	4
2. Componentes dos Sistemas de Comunicações Óticas.....	9
2.1. Transmissão ótica	9
2.1.1. LED	9
2.1.2. Laser	10
2.2. Moduladores Óticos.....	11
2.2.1. Modulação Direta	11
2.2.2. Modulação Externa.....	12
2.3. Propagação em Espaço Livre	14
2.4. Recepção.....	15
2.4.1. Detecção Direta	16
2.4.2. Detecção Coerente.....	17
3. Formatos de Modulação Ótica.....	19
3.1. Modulação em Intensidade	20
3.1.1. NRZ-OOK (<i>Non-Return-to-Zero On-Off Keying</i>).....	21
3.1.2. RZ-OOK (<i>Return-to-Zero On-Off-Keying</i>)	22
3.1.3. CSRZ-OOK (<i>Carrier Supressed Return-to-Zero On-Of Keying</i>).....	23
3.1.4. DB (<i>Duobinary</i>).....	24
3.1.5. AMI (<i>Alternate Mark Inversion</i>).....	25
3.2. Modulação de Fase	26
3.2.1. DPSK (<i>Differential Phase Shift Keying</i>)	27
3.2.2. DQPSK (<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i>).....	30
3.2.3. QAM (<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>)	31
3.3. PolSK (<i>Polarisation Shift Keying</i>)	34
4. Modulação da subportadora	37
4.1. Portadora Modulada - BPSK	37
4.2. Portadora Modulada - QPSK.....	40
4.3. Error Vector Magnitude – EVM	42
5. Implementação Experimental.....	47

5.1. ADALM1000.....	47
5.2. Geração e Aquisição Sinais	47
5.3. Implementação do módulo com o LED.....	48
5.3.1. Região de funcionamento do LED	50
5.3.2. Transmissão	51
5.3.3. Recepção.....	52
5.4. Implementação do módulo com o Laser Semicondutor	54
5.4.1. Escolha do filtro atenuador	56
5.4.2. Transmissão	58
5.4.3. Recepção.....	59
6. Conclusões.....	65
6.1. Conclusões Gerais	65
6.2. Trabalhos Futuros	66
Referências Bibliográficas	67

Índice de Figuras

Figura 1- Diagrama da configuração de uma ligação ótica em espaço livre típica [adaptado de [7]]	5
Figura 2 - Comparação entre divergência de feixe ótico e RF, de Marte para a Terra [adaptado de [2]]	6
Figura 3 - Esquema da Modulação Direta [adaptado de [15]]	11
Figura 4- Esquema de funcionamento da modulação externa [adaptado [15]].....	12
Figura 5 - Estrutura de um MZM [19]	13
Figura 6 – Ilustração do desvio do feixe ótico [adaptado de [6]].....	15
Figura 7 - Diagrama de blocos típico da Detecção Direta [6]	17
Figura 8 - Diagrama de blocos de uma deteção coerente heteródina [adaptado de [7]]	18
Figura 9 – Transmissor NRZ-OOK.....	21
Figura 10 - Comparação entre impulsos óticos RZ e NRZ [adaptado de [14]]	22
Figura 11 - Estrutura típica de moduladores NRZ e RZ [18].....	23
Figura 12 - Diagrama de blocos do formato duobinário [adaptado de [20]].....	25
Figura 13 – Exemplo de uma codificação AMI [22]	26
Figura 14 - Diagramas da constelação dos formatos OOK e DPSK [adaptado de [30]]	27
Figura 15 - Dois transmissores DPSK típicos: (a) com PM, (b) com MZM [adaptado de [30]]	28
Figura 16 - Recetor DPSK característico	30
Figura 17 – Transmissor/Recetor DQPSK e a respetiva constelação [adaptado de [14]].....	31
Figura 18 - Diagrama de constelação Square 16-QAM (direita) e Star 16-QAM (esquerda) [25], [26].....	32
Figura 19 - Estrutura ideal de um transmissor QAM [27]	33
Figura 20 - Estrutura ideal de um recetor QAM [28].....	34
Figura 21 - Esquema da modulação BPSK [adaptado de [35]].....	38
Figura 22 – Forma de onda	38
Figura 23 - Esquema da Desmodulação BPSK [adaptado de [35]]	38
Figura 24 - Sinal resultante no recetor, após a multiplicação	39
Figura 25 - Sinal de banda base discernível após filtragem (azul).....	39
Figura 26 – Diagrama de Constelação do Sinal BPSK	40
Figura 27 - Transições de fase distintas da modulação QPSK [adaptado de [36]]	41
Figura 28 - Esquema da Modulação QPSK [adaptado de [37]]	41
Figura 29 - Esquema da Desmodulação QPSK [adaptado de [38]]	42
Figura 30 - Diagrama de Constelação do Sinal QPSK.....	42
Figura 31 – EVM [adaptado de [40]]	43
Figura 32 - Gráfico EVM(%)/SNR(dB); b)Constelação QPSK, com SNR=4dB	44
Figura 33 - Constelação QPSK, com SNR=4dB.....	45
Figura 34 - a) Placa ADALM1000; b) Esquema de geração e medição de sinais [41]	47
Figura 35 – Evolução temporal: a) Sinal enviado; b) Sinal recebido.....	48
Figura 36 - Configuração do Sistema I	49

Figura 37 - Configuração do sistema ótico em laboratório com o LED	49
Figura 38 - LED IF-E96 [42]	50
Figura 39 - Fotodetector Série DET10A/M [43]	50
Figura 40 - Potência ótica emitida pelo LED em função da tensão de polarização.	51
Figura 41 - Sinal Digital (vermelho); Subportadora (azul)	51
Figura 42 - Sinal modulado BPSK.....	52
Figura 43 - Sinal resultante no recetor, após a multiplicação.	52
Figura 44 - Sinal de banda base discernível após filtragem	53
Figura 45 – Diagrama de Constelação do Sinal obtido	53
Figura 46 - Configuração do Sistema II	54
Figura 47 - Configuração do sistema ótico em laboratório com o laser	55
Figura 48 - Laser Semicondutor MRL-III-635	55
Figura 49 - Suporte de filtragem FW1AND, com capacidade para 6 filtros atenuadores	56
Figura 50 - Transmissão do sinal com diferentes atenuações.	57
Figura 51 - a)Componente em fase do sinal S_1 ; b)Componente em quadratura do sinal S_1	59
Figura 52 - Sinal modulado QPSK.....	59
Figura 53 - Sinais obtidos após multiplicação: a)em fase; b)em quadratura.	59
Figura 54 - Sinais Digitais recuperados: a)em fase; b)em quadratura.	60
Figura 55 - Diagrama de Constelação obtido do sinal S_1	61
Figura 56 - Diagrama de Constelação S_1 após a compensação.....	62

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Geração e detecção de um sinal duobinário [20].....	25
Tabela 2 - Atenuação atmosférica em dB/km em função das visibilidades para 635 nm.....	57
Tabela 3 - Valor de EVM(%) obtido.....	62

Lista de abreviaturas

5G	5ª Geração
ADALM1000	<i>Analog Device Active Learning Module 1000</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
CSRZ	<i>Carrier Suppressed Return-to-Zero</i>
DB	<i>Duobinary</i>
DPSK	<i>Differential Phase Shift Keying</i>
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i>
EAM	<i>Electro-Absorption Modulator</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
FSO	<i>Free Space Optics</i>
IM/DD	<i>Intensity Modulation / Direct Detection</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
LASER	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LED	<i>Light-emitting Diode</i>
LO	<i>Local Oscillator</i>
LPF	<i>Low Pass Filter</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
NRZ	<i>Non-Return-to-Zero</i>
OOK	<i>On-Off Keying</i>
PCM	<i>Pulse-code modulation</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>

PM	<i>Phase Modulator</i>
PolSK	<i>Polarization Shift Keying</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RF	Radio Frequência
RZ	<i>Return-to-Zero</i>
SCM	<i>Sub-carrier Modulation</i>
SOP	<i>State of Polarization</i>
TNP	<i>Transported Networking Protocol</i>
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicle</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>

1. Introdução

1.1. Motivação

Nos últimos anos tem-se registado um grande crescimento e avanço nas Tecnologias de Informação e Comunicação, reconhecidamente responsáveis por grandes mudanças no desenvolvimento da economia global. Com o aumento do uso da internet, com requisitos de ritmos de transmissão cada vez mais elevados para diversas aplicações, tais como videoconferências e *live-streaming*, tem sido claro que os requisitos de largura de banda e capacidade de transmissão estão a aumentar exponencialmente. Uma das consequências desta crescente evolução é a necessidade de introdução das tecnologias óticas na rede de acesso e o congestionamento do espectro utilizado nos sistemas de radiofrequência convencionais [1], [2].

Num futuro próximo, esta escalada de evolução terá mais um importante degrau: a transição das comunicações sem fio para a sua quinta geração (5G). A tecnologia 5G prevê a resolução de seis desafios que não são efetivamente resolvidos pelo 4G, nomeadamente: maior capacidade de transporte, maior ritmo de transmissão, menor latência de ponta a ponta, conectividade maciça de dispositivos, custo reduzido e fornecimento consistente de *Quality of Experience* [3]. Neste contexto, é importante referir que as comunicações sem fio 5G não compreendem unicamente as ligações óticas ou as comunicações via rádio. É uma tecnologia que engloba toda a infraestrutura de rede, desde o núcleo de rede ótico até à rede de acesso por rádio.

A rede de transporte de dados desde o núcleo ao ponto de acesso local, só é exequível através da exploração de tecnologias óticas de elevada capacidade, como o *Spatial-Division-Multiplexing*, com base em técnicas de modulação avançadas e deteção coerente. Contudo a utilização de *links* em espaço livre poderá contribuir para a melhoria da cobertura, da capacidade e da *Quality of Experience* global nos *datacenter* e nos centros urbanos, visto ser uma solução flexível e de baixo custo.

Através da introdução de dimensões adicionais de multiplexagem ortogonal, como o espaço e o momento angular orbital, juntamente com os formatos de modulação avançados, é possível propor soluções de *backhaul* ótico não só com elevada capacidade e eficiência espectral e energética, mas também com baixo custo por bit nas ligações óticas em espaço livre.

Esse tipo de solução revelará a maior importância para enfrentar a crescente demanda por largura de banda e exigências desafiantes decorrentes de novas aplicações em redes 5G de elevada capacidade [3].

Das muitas aplicações dos sistemas de comunicação em espaço livre (do Inglês FSO - *Free-Space-Optics*), destacam-se as ligações que envolvem satélites, sondas, aeronaves, estações terrestres, veículos aéreos não tripulados (UAV), plataformas de grande altitude, entre outros. Para além disso, todas estas ligações podem ser usadas tanto em contexto militar como em civil, o que aumenta bastante a sua utilidade e versatilidade [1]. Ainda assim, o facto de existirem apenas algumas ligações óticas em espaço livre entre localizações fixas demonstra que a sua utilização não se tem destacado necessariamente nas comunicações terrestres.

Contudo, para elevados ritmos de transmissão (> 10 Gbit/s) e alcances na ordem de 3 a 5 km, já existem produtos comercializados. Em 2008, a empresa *MRV Communications* introduziu um sistema com um ritmo de transmissão de 10 Gbit/s, reivindicando uma distância de 2 km em alta disponibilidade [4]. No entanto, este equipamento já não se encontra disponível [4]. Em 2013 a companhia MOSTCOM introduziu o *Artolink M1-10GE*, sendo também capaz de obter ritmos de transmissão de 10 Gbit/s e um alcance melhorado de 2,5 km. Em condições de laboratório, esta companhia, juntamente com o centro científico e tecnológico “Fiord”, conseguiu obter ritmos de transmissão de 30 Gbit/s [5].

Este tipo de tecnologia requer dispositivos similares aos usados para transmitir em fibra ótica, sendo a única diferença de transmissão. Este sistema possui algumas vantagens, tais como: a não necessidade de abrir condutas para instalar cabos, tendo uma instalação rápida e eficiente; não necessita de licenças e permissões; a largura de banda pode ser superior ou igual aos sistemas de fibra ótica e muito superior ao dos sistemas de RF, podendo chegar à ordem de Tbit/s; e não induzir interferência eletromagnética em outros equipamentos. Por outro lado, a sua principal desvantagem reside no facto de ser bastante difícil de adquirir, de rastrear e de alinhar devido à divergência e dimensão do feixe. Para além disso, as comunicações FSO estão bastante dependentes da imprevisibilidade das condições atmosféricas, que podem degradar o desempenho dos sistemas. Outro fator limitante é também a interferência de fontes de radiação [2]. Desta forma, é essencial estudar e testar novas técnicas e novos formatos de modulação cada vez mais avançados e complexos, que consigam satisfazer esta demanda crescente de largura de banda, para uma distância elevada.

1.2. Objetivos da Dissertação

Esta dissertação tem como primeiro objetivo desenvolver e implementar experimentalmente um módulo de comunicações óticas, a operar na região espectral visível, de baixo custo, baseado na modulação direta do emissor ótico, tendo como propósito de ser implementado como um sistema de *backhaul* ótico, de baixo custo, devendo ser avaliada a fiabilidade da sua aplicação.

O segundo objetivo será estudar e explorar formatos de modulação avançados que permitam a deteção direta e com elevada eficiência espectral.

1.3. Estrutura da Dissertação

A presente dissertação está estruturada da seguinte forma: depois da introdução feita neste primeiro capítulo, foi sucintamente descrito o atual estado da arte das Comunicações Óticas em Espaço Livre, onde são contextualizadas as características e aplicações da tecnologia FSO.

No Capítulo 2, são descritas os componentes essenciais característicos das comunicações óticas, desde a transmissão e respetivas fontes emissoras, bem como as modulações direta e externa, o canal de propagação e os tipos de deteção, nomeadamente direta e coerente.

No Capítulo 3, são abordadas as principais características dos vários formatos de modulação, principalmente aqueles que mais se destacam nas comunicações óticas. Este capítulo divide-se essencialmente em formatos de modulação de intensidade, modulação de fase diferencial e uma breve referência sobre modulação de polarização.

No Capítulo 4 realiza-se a fundamentação teórica associada ao desenvolvimento do módulo, onde se descreve os procedimentos a efetuar para a implementação dos formatos de modulação BPSK e QPSK. Por fim, é descrito o parâmetro EVM e explicada a sua finalidade.

No Capítulo 5 analisa-se a capacidade do dispositivo ADALM1000 e é descrito o desenvolvimento e implementação do módulo ótico, tendo como emissor ótico um LED e posteriormente um laser semiconductor, sendo utilizado o formato BPSK e QPSK,

respetivamente. De seguida é feito o estudo do parâmetro EVM, de forma a quantificar o desempenho do sistema, com o formato QPSK.

Finalmente, no Capítulo da Conclusão são tecidas algumas considerações finais sobre matérias tratadas e resultados obtidos, bem como a apresentação de recomendações para trabalhos futuros.

1.4. Estado da Arte

Até chegarem ao seu estado atual, os sistemas de comunicações óticas passaram por várias evoluções. Independentemente de qual a natureza do sistema de comunicações óticas, ele é sempre constituído por três componentes essenciais: transmissor, canal de transmissão e recetor. Neste caso, o canal de transmissão é o espaço livre, e os outros dois componentes são desenvolvidos tendo em conta as especificidades desse tipo de canal. Por outro lado, os sistemas FSO podem operar bidireccionalmente, pelo que a informação pode ser recebida e transmitida em paralelo e ao mesmo tempo. Como tal, cada ligação inclui tipicamente um transceptor capaz de realizar operações *bidireccionais* [8].

Nos sistemas de transmissão digital, o transmissor é modulado por um sinal de entrada elétrico que transporta o tráfego da rede, sendo semelhante à transmissão nos sistemas de fibras óticas. Durante o processo de conversão eletro-ótico (E/O), a informação é convertida do domínio elétrico para o domínio ótico. Este processo simples de conversão permite manter o percurso da transmissão independente do TNP (*Transported Networking Protocol*). Ou seja, o sistema básico de transmissão FSO pode operar como uma ligação de primeira camada (física) entre os locais de rede. Do lado do recetor, um telescópio capta o sinal luminoso modulado e o recetor converte a sequência ótica de bits de volta a um sinal elétrico [8]. A Figura 1 ilustra um diagrama com as três principais componentes do sistema FSO: transmissor, canal de transmissão e recetor.

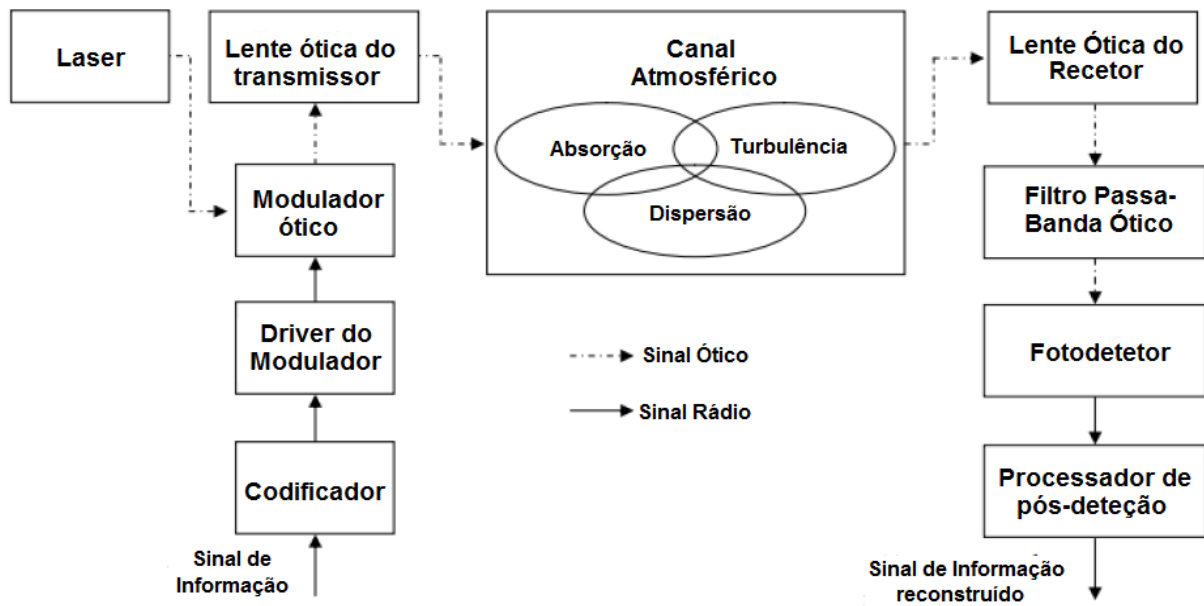


Figura 1- Diagrama da configuração de uma ligação ótica em espaço livre típica [adaptado de [7]]

A tecnologia FSO possui algumas características típicas, quando comparada com os sistemas RF:

- **Largura de banda de modulação elevada:** Nos sistemas de comunicação por RF e micro-ondas, a largura de banda permitida pode ser até 20% da frequência da portadora. Em comunicações óticas, mesmo que a largura de banda seja apenas 1% da frequência portadora (até 200 THz), a largura de banda admissível será de 2 THz, tornando-a centenas de vezes superior à de uma portadora RF típica [2].
- **Divergência estreita do feixe:** a divergência do feixe é proporcional a λ/D_R , onde λ é o comprimento de onda da portadora e D_R o diâmetro da abertura do feixe transmissor, canal de transmissão e recetor ótico. Tendo em conta que o comprimento de onda nos sistemas RF é milhares de vezes maior que o comprimento de onda ótico. Isto leva a um aumento da intensidade do sinal no recetor para uma determinada potência transmitida. Contudo, à custa do tamanho reduzido do feixe, é necessário um alinhamento preciso para efetuar ligações FSO. A Figura 2 mostra a comparação da divergência de feixe de sinais que são enviados de Marte em direção à Terra [2], [7].

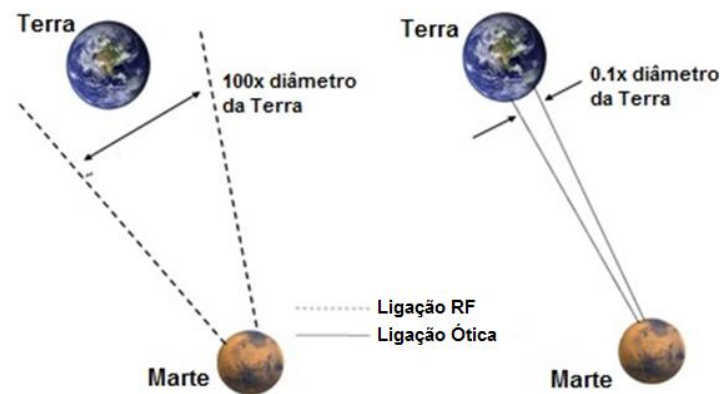


Figura 2 - Comparação entre divergência de feixe ótico e RF, de Marte para a Terra [adaptado de [2]]

- **Eficiência energética e massa reduzida:** para uma determinada potência do transmissor, a intensidade ótica é maior no recetor ótico do que num recetor RF, devido à estreita divergência do feixe. Deste modo, num sistema FSO, a portadora ótica necessita de um comprimento de onda reduzido para dimensionar uma antena menor que num sistema RF e ainda assim obter o mesmo ganho. E portanto, a tecnologia FSO oferece mobilidade e rápida implementação, o que também facilita o seu reposicionamento noutras localizações [2], [7].
- **Espectro não licenciado:** no sistema RF, a interferência entre portadora adjacente é o principal problema devido ao congestionamento do espectro, o que leva à necessidade de licenciamento por parte das autoridades reguladoras. Mas por outro lado, o sistema ótico está livre de licenciamento de espectro até agora, reduzindo o tempo inicial de configuração e de desenvolvimento [2];
- **Elevada Segurança:** as comunicações FSO não podem ser detetadas por analisadores de espectro ou medidores de RF, uma vez que o feixe de laser é altamente direcional e possui uma divergência estreita. Qualquer tipo de intercepção é difícil, pois ao contrário do sinal RF, o sinal FSO não pode penetrar em paredes, prevenindo assim interferências [2];
- **Dependente das condições climáticas:** o desempenho de uma ligação terrestre FSO pode ser degradado devido à absorção atmosférica e à dispersão do feixe de laser. Outro desafio que limita a comunicação FSO é a exigência de uma ligação *LoS* direta entre o

transmissor ótico e o recetor, tendo em conta que os feixes de laser não podem penetrar edifícios, colinas, árvores e outros obstáculos opacos [7].

Relativamente às comunicações terrestres, são seguidamente descritas algumas das possíveis aplicações da tecnologia FSO [7]:

- **Acesso ao utilizador final:** a diferença de largura de banda que existe entre os usuários finais e a estrutura da fibra ótica pode ser superada usando a tecnologia FSO. No mercado atual, existem produtos prontamente disponíveis com *links* que vão desde 50 metros até alguns quilómetros e ritmos de transmissão que cobrem entre 1 Mbps e 100 Gbps;
- **Solução alternativa:** em circunstâncias em que as comunicações estão desativadas ou indisponíveis devido à presença de terrenos difíceis ou em situações de desastre, estabelecer ligações FSO pode ser uma solução temporária para o estabelecimento de redes comunicação;
- **Comunicações móveis:** pode ser usada para transportar o tráfego entre a estação base e os centros de comutação de redes 3G / 4G. E também pode transportar os sinais CDMA IS-95 de micro e macro células para as estações de base;
- **Rede de comunicação multi-campus:** pode fornecer *links* de *back-up* com ritmos de transmissão equivalentes a Gigabit ou *Fast-Ethernet*.

2. Componentes dos Sistemas de Comunicações Óticas

Neste capítulo são descritos detalhadamente todos os componentes essenciais característicos das comunicações óticas, desde a transmissão, o tipo de modulação, propagação e recepção.

2.1. Transmissão ótica

A função do transmissor, ou neste caso mais específico, do emissor ótico é converter o sinal do domínio elétrico para o domínio ótico, para que posteriormente possa ser transmitido pelo canal em espaço livre. O transmissor pode utilizar como fonte ótica um LED (*light-emitting diode*) ou um laser semiconductor, pois adequam-se à transmissão, devido ao seu tamanho compacto, alta eficiência, confiabilidade, pequena área de emissão e à possibilidade de se efetuar modulação direta com ritmos de modulação elevados. Ainda assim, os lasers semicondutores possuem mais vantagens comparativamente aos LED's, uma vez que têm uma maior potência de emissão e uma janela espectral mais estreita [9], [10], [11].

Relativamente ao processo de emissão de luz, esta pode ocorrer em dois processos diferentes, conhecidos como emissão espontânea e emissão estimulada. Na emissão espontânea, um átomo no nível de energia superior pode espontaneamente cair para um nível inferior, sendo que a energia libertada durante a transição assume a forma de um fóton. Estes fótons são, portanto, emitidos em direções aleatórias, sem relação entre si. A emissão estimulada, por outro lado, opera sob a condição denominada de inversão de população e é iniciada com um fóton já existente. O fóton emitido segue o fóton original não só em frequência, como também na direção de propagação e na fase. Ao contrário dos LED que emitem luz através da emissão espontânea, todos os lasers semicondutores emitem luz através do processo de emissão estimulada [6].

2.1.1. LED

O LED (*light-emitting diode*) é um dispositivo semiconductor que emite luz visível quando uma corrente elétrica passa por ele. Na sua forma mais simples, um LED é uma homojunção “pn” polarizada diretamente que emite luz por emissão espontânea. Essa luz emitida é incoerente, possuindo uma largura espectral elevada (20 nm a 100 nm) [8].

A eficiência global do LED é muito baixa, uma vez que apenas 1% da potência elétrica aplicada é convertida em potência luminosa de saída. Para além disso, os LED's caracterizam-se pela baixa potência de saída, comparativamente aos lasers, o tempo de resposta de emissão é lento e a eficiência quântica é normalmente menor que a dos lasers. Devido às suas características, os LED são usados em redes de acesso local, ou seja, para comunicações a curta distância e com baixas taxa binárias (5 Mbit/s a 100 Mbit/s) [6].

Ao longo da sua vida útil, a intensidade da luz de saída de um LED diminui para um determinado valor da corrente de condução. No entanto, o tempo de vida de um LED (tempo que demora a que a potência seja reduzida para metade do seu valor original) pode chegar a 10^5 horas (11 anos). Alguns díodos toleram temperaturas entre -65°C e $+125^{\circ}\text{C}$. Contudo, a potência ótica de saída diminui consoante a temperatura aumenta [8].

Para além disso, existem outros dois fatores que influenciam a potência emitida por um LED, designadamente a eficiência de corrente e a eficiência externa ou de extração. A eficiência de corrente é a fração da corrente total do díodo devida aos portadores minoritários desejados (elétrons injetados no lado “p” ou lacunas injetadas no lado “n”) que recombina antes de alcançar os contactos óhmicos. A eficiência de extração é o aspeto mais complicado para a maioria dos LED, uma vez que existem vários fatores que contribuem para este parâmetro, tais como a reflexão interna total, absorção interna e bloqueios causados pelos contactos [8].

2.1.2. Laser

Devido ao seu tamanho reduzido, baixo consumo de potência, fiabilidade e compatibilidade com circuitos eletrónicos, os lasers semicondutores são a fonte de luz mais utilizada em aplicações de comunicação, possuindo um desempenho superior, quando comparado ao dos LED. Inclusive toda a indústria comercial de FSO está focada em usar lasers semicondutores e como a maior parte destes lasers são usados em fibra ótica, a sua disponibilidade não é problema [6].

Devido às diferenças fundamentais entre emissão estimulada e espontânea, os lasers são capazes de emitir com intensidades mais elevadas e emitir luz coerente. Além disso, a menor largura espectral dos lasers permite realizar transmissões com ritmos mais elevadas (>10 Gbit/s) e podem ser modulados diretamente em frequências altas, pois o seu tempo de comutação é menor que o dos LED. Por outro lado, os lasers são inerentemente não lineares, o que torna as

transmissões analógicas mais difíceis. Também são muito sensíveis a flutuações de temperatura e da corrente injetada, o que pode causar variações no comprimento de onda do sinal emitido. Em algumas aplicações, onde a estabilidade das fontes óticas é fundamental, é essencial a exigência de circuitos mais complexos e mecanismos de realimentação para detetar e corrigir variações no comprimento de onda [11].

2.2. Moduladores Óticos

Quando se pretende projetar um sistema de comunicações óticas, um dos primeiros aspetos que se deve considerar é o modo como se introduz a mensagem no sinal ótico. Para tal, existem duas grandes categorias de técnicas de modulação possíveis, a direta ou a externa. Isto é, pode modular-se diretamente o sinal elétrico no laser (ou na fonte), ou então pode utilizar-se um modulador externo.

2.2.1. Modulação Direta

A modulação direta de lasers, exemplificada na Figura 3, é a forma mais fácil de carregar informação numa portadora ótica. A informação a transmitir é modulada na corrente portadora do laser, que depois liga e desliga a luz que sai do laser. Este formato de modulação resultante é chamado de modulação de intensidade, sendo falado detalhadamente mais à frente.

Os lasers com modulação direta estão amplamente disponíveis até ritmos de modulação de 2.5 Gb/s, podendo chegar até 10 Gb/s com algumas limitações. Experimentalmente, já foram alcançadas ritmos de 40 Gb/s. [13]. Devido aos requerimentos de largura de banda e eficiência, apenas os semicondutores são de interesse prático na modulação direta. Por norma, os lasers são dispositivos polarizados por uma corrente elétrica e qualquer variação dessa corrente é correspondida por uma variação da potência ótica de saída [11].

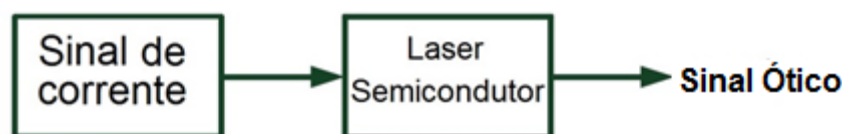


Figura 3 - Esquema da Modulação Direta [adaptado de [15]]

Por outro lado, a principal desvantagem dos lasers modulados diretamente para distâncias grandes e altas taxas de transmissão é o seu *chirp*, isto é, a modulação de fase residual que acompanha a modulação de intensidade desejada. Deste modo, o *chirp* do laser alarga o seu espectro ótico, o que dificulta a utilização da modulação direta em alguns sistemas, podendo levar a distorções do sinal [14].

2.2.2. Modulação Externa

Ao contrário de modulação direta, a modulação externa possui um melhor desempenho para larguras de banda maiores, no entanto, tem como potenciais desvantagens a adição de complexidade e os custos inerentes ao sistema.

A Figura 4 mostra o esquema de funcionamento da modulação externa, onde se pode verificar que este esquema de modulação é constituído por um transmissor de elevada velocidade, em que o laser é alimentado por uma corrente constante de forma a gerar na saída uma onda contínua (CW). Esta onda, por sua vez, é recebida pelo modulador ótico externo que é colocado a jusante do laser. O sinal ótico passa por este modulador, cujas propriedades óticas podem ser modificadas por um campo elétrico aplicado externamente.

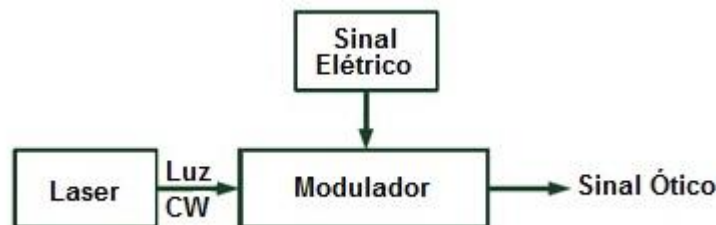


Figura 4- Esquema de funcionamento da modulação externa [adaptado [15]]

Existem dois tipos de moduladores externos: modulador de eletroabsorção (EAM – *Electro-Absorption Modulator*) baseado em condutores de arseneto de gálio ou de fosfeto de índio e os moduladores fotoeletrônicos, baseados em polímeros polarizados e cristais óticos, sendo o mais conhecido o modulador Mach-Zehnder (MZM - *Mach-Zehnder Modulator*). Para modulações externas, alguns destes condutores podem ser usados para fornecer larguras de banda enormes, que podem ultrapassar os 10GHz. Existem até alguns dispositivos que têm larguras de banda que podem exceder os 40 GHz [15].

Um **modulador de eletroabsorção** é um dispositivo semicondutor que controla a intensidade de um feixe de laser através de uma tensão elétrica. O seu princípio de funcionamento baseia-se no efeito de *Franz-Keldysh*, isto é, uma alteração do espectro de absorção causado por um campo elétrico aplicado, que normalmente não envolve a excitação de portadoras pelo campo elétrico. EAMs caracteristicamente apresentam tensões de unidade relativamente baixas e são rentáveis em termos de volume de produção. Atualmente, estes moduladores conseguem atingir velocidades de modulação de alta velocidade de até 40 Gb/s, tendo sido já demonstrados em algumas pesquisas ritmos de transmissão de 80 Gb/s [16]. No entanto, tal como nos na modulação direta, os EAM exibem algum *chirp* residual. Têm características de absorção dependentes do comprimento de onda, taxas de extinção dinâmicas tipicamente superiores a 10 dB e capacidades limitadas de manuseamento de potência ótica [9], [14].

Ao contrário dos moduladores de eletroabsorção, os **moduladores Mach-Zehnder** são baseados no princípio da interferência. Atendendo à estrutura do modulador conforme mostrada na Figura 5, a luz de entrada é dividida em dois caminhos num acoplador de entrada. Um caminho tem um modulador de fase que permite com que os dois campos óticos adquiram alguma diferença de fase entre si, controlada pelas tensões aplicadas V_1 , V_2 . Estes dois campos vão interferir com o acoplador de saída e a tensão elétrica aplicada vai controlar a interferência destrutiva ou construtiva, produzindo assim uma modulação de intensidade. Devido ao seu bom desempenho na modulação e à possibilidade de se conseguir modular a intensidade e fase de forma independente, muitos formatos de modulação óticos avançados baseiam-se na utilização de MZMs. Estes moduladores podem ser utilizados de diversas maneiras, podendo facilmente gerar uma grande variedade de formatos [9], [14].

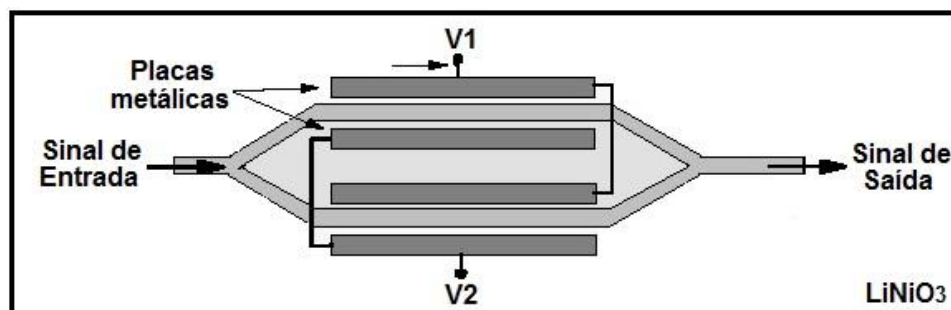


Figura 5 - Estrutura de um MZM [19]

2.3. Propagação em Espaço Livre

As tecnologias FSO utilizam o canal atmosférico como meio de propagação, cujas propriedades são funções aleatórias de espaço e tempo, o que torna as ligações FSO um fenômeno dependente do clima e da localização geográfica. Vários fatores ambientais imprevisíveis, como nuvens, neve, nevoeiro, chuva, neblina e entre outros, são fortes atenuantes no sinal ótico, limitando a distância de ligação que pode ser aplicada.

Se se considerar que a ligação não é afetada pela atmosfera, no canal básico de espaço livre, o sinal é transmitido sem qualquer tipo de perdas. Caso contrário, se se considerar os **efeitos de extinção da atmosfera**, é bem conhecido a existência de vários fatores que contribuem para a degradação do sinal recebido. A transmissão através de nuvens e nevoeiro intenso normalmente não é possível devido à elevada atenuação que pode exceder várias dezenas de dB/Km. Ainda assim, sob boas condições climáticas, as perdas no canal atmosférico devem-se principalmente a fenômenos de absorção e de dispersão [6].

A **absorção atmosférica** é causada pela interação entre os fótons e as moléculas atmosféricas ao longo do caminho de transmissão, como o ozono, o vapor de água e o CO₂. Quando alguns dos fótons são extintos, a sua energia transforma-se em calor. A concentração molecular atmosférica depende da pressão e da temperatura que variam com o tempo, altitude e localização geográfica. A absorção varia consoante o comprimento de onda [7].

A **dispersão atmosférica** causa flutuações angulares. A radiação ótica é dispersa devido às partículas moleculares, designando-se este processo de dispersão de Rayleigh. Quando o tamanho das partículas é grande, comparado com o comprimento de onda da transmissão, o processo é chamado de dispersão de Mie, o qual é muito menos dependente do comprimento de onda, enquanto que a dispersão de Rayleigh é predominante nos comprimentos de onda mais curtos [7].

Outro fator de degradação importante é a **turbulência atmosférica**, que é um fenômeno aleatório que causa variação da temperatura e da pressão da atmosfera ao longo do percurso de propagação. Tem como consequência a formação de células turbulentas, também chamadas de turbilhões, de vários tamanhos e com índices de refração diferentes. Estes turbilhões vão atuar como um prisma ou lentes e eventualmente causar interferência construtiva ou destrutiva no feixe de propagação, ao provocarem mudanças de fase dos sinais óticos. A Figura 6 mostra as

consequências físicas da turbulência atmosférica quando as células são maiores que a dimensão do feixe de luz [1], [7].



Figura 6 – Ilustração do desvio do feixe ótico [adaptado de [6]]

O cálculo das atenuações causadas pelo nevoeiro, grande parte das vezes é proveniente de abordagens empíricas, pois são mais convenientes quando comparadas com outros tipos de abordagens teóricas muito mais complexas e demoradas. O modelo empírico mais comum é baseado na estimativa do alcance de visibilidade. Com base na estimativa desse alcance, com um limiar de transmissão de 2% sobre o percurso atmosférico, a atenuação do nevoeiro pode ser estimada por [12]:

$$\alpha(\lambda) \cong \frac{17.35}{V} \left(\frac{\lambda}{550} \right)^{-q} \quad (2.1)$$

onde V é o alcance de visibilidade em km, λ é o comprimento de onda da transmissão em nm. $\gamma(\lambda)$ é o coeficiente de atenuação total para nevoeiro e q é o coeficiente de distribuição do tamanho das gotículas de nevoeiro. O parâmetro q na equação (2.1) depende do alcance de visibilidade e é dado pela seguinte equação [12]:

$$q = \begin{cases} 1.6, & V > 50\text{km} \\ 1.3, & 6\text{km} < V < 50\text{km} \\ 0.16V + 0.34, & 1\text{km} < V < 6\text{km} \\ V - 0.5, & 0.5\text{km} < V < 1\text{km} \\ 0, & V < 0.5\text{km} \end{cases} \quad (2.2)$$

2.4. Receção

Um recetor ótico tem como função transformar o sinal ótico no domínio elétrico e recuperar os dados originalmente transmitidos pela fonte luminosa. Os seus componentes básicos são: o fotodetetor, o pré-amplificador eletrónico e outros elementos essenciais para o

processamento do sinal. Os parâmetros a ter em conta num fotodetetor são a sensibilidade, a largura de banda e o ruído gerado no processo de deteção. Os fotodetetores que demonstram melhores desempenhos nestes parâmetros são aqueles que apresentam estruturas semicondutoras [9].

Atualmente, os métodos de deteção ótica podem ser divididos em recetores não coerentes e recetores coerentes, existindo assim duas técnicas principais para detetar o sinal transmitido: recetores por deteção direta e recetores por deteção coerente (homódina e heteródina). Na deteção coerente, o sinal de entrada é combinado com uma portadora ótica gerada por um oscilador local (LO – *Local Oscillator*), um laser de pequena largura espectral, que funciona como um amplificador ótico. A segunda deteção mencionada é mais eficiente, pois utiliza a informação da fase da portadora para detetar o sinal [14]. No entanto, optou-se por usar a deteção direta na dissertação, devido ao facto de ser uma implementação de baixo custo.

2.4.1. Deteção Direta

Para se projetar um recetor, é essencial ter em consideração o formato de modulação usado pelo transmissor, pelo que atualmente a maioria dos sistemas de transmissão ótica empregam modulação de intensidade, o que significa que o recetor será não coerente e fará uso da técnica de deteção direta [11].

A deteção direta é um processo que basicamente capta o número de fótons, ao detetar o sinal ótico incidente e posteriormente converte-o num sinal elétrico. Para além disso, não necessita de nenhuma sensibilidade da fase, frequência ou polarização. Para se detetar a intensidade do campo ótico pode-se usar um fotodíodo [9], [11].

O recetor de deteção direta é analisado no diagrama de blocos ilustrado na Figura 7. A corrente elétrica de banda base é filtrada por um filtro passa-baixo elétrico (LPF – *LowPass Filter*), que possui uma largura de banda de taxa de símbolos suficiente para que o sinal de informação passe, limitando a quantidade de ruído do fotodetetor. O recetor de deteção direta é útil apenas para modulação de amplitude ou intensidade porque a resposta do fotodetetor é insensível à frequência, fase ou polarização da portadora sobre o seu regime de funcionamento. Caso seja necessário, para se obter a informação codificada na fase ótica, recorre-se a equipamentos e/ou técnicas adicionais. Através da utilização de um interferómetro ótico, as

informações de diferença de fase de dois símbolos consecutivos, podem ser convertidas em informação de intensidade, permitindo assim detetar sinais provenientes de DPSK e FSK [9].

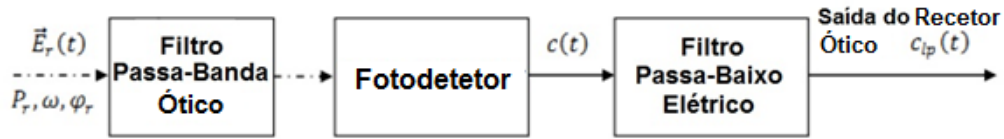


Figura 7 - Diagrama de blocos típico da Detecção Direta [6]

2.4.2. Detecção Coerente

A detecção coerente de um sinal ótico é usada principalmente pela sua maior sensibilidade de até 20 dB, comparativamente com o método de detecção direta [9]. Num recetor com detecção coerente, o sinal ótico é misturado com o sinal de um oscilador local. Este novo sinal ótico, passará pelo fotodetetor, o qual gerará uma fotocorrente que possui informações sobre a amplitude, frequência e fase do sinal ótico recebido. Existem dois tipos de recetores coerentes: homódino e heteródino.

No recetor homódino, a frequência do LO coincide com a frequência da portadora ótica, o que faz com que o espectro do sinal fique diretamente em banda-base à saída do recetor [17]. A principal vantagem da receção homódina é o aumento da potência elétrica, quando comparada com a potência da detecção direta, pelo que a potência do oscilador local pode ser bastante maior que a do sinal ótico, em que a melhoria pode ir até aos 20 dB [9].

Por outro lado, no recetor heteródino, a frequência do LO é diferente da frequência da portadora ótica, logo o sinal no domínio elétrico encontra-se centrado numa frequência intermédia (IF – *Intermediate Frequency*). A IF corresponde à diferença entre as frequências do LO e da portadora. Tal como na detecção homódina, a informação pode ser transmitida na amplitude, fase ou frequência. No entanto, a detecção homódina continua a ter uma melhoria do SNR de 2 a 3 dB relativamente à detecção heteródina. Por outro lado, requer uma maior largura de banda e uma frequência de amostragem significativamente maior para passar o sinal para o domínio digital [7], [9].

Um exemplo de um recetor heteródino ótico é mostrado na Figura 8. Ambos os campos óticos do sinal de entrada $\vec{E}_r(t)$ e do sinal do oscilador local $\vec{E}_{rlo}(t)$ estão polarizados linearmente ao longo da polarização \vec{x} . O campo ótico na entrada do recetor $\vec{E}_r(t)$ é sobreposto

ao campo ótico $\vec{E}_r l_o(t)$, gerado por um oscilador local ótico usando um PBS. A frequência do sinal $\vec{E}_r(t)$ difere daquela de $\vec{E}_r l_o(t)$, resultando no IF desejado. A corrente na saída do fotodetetor é proporcional à soma da intensidade de $\vec{E}_r(t)$ e $\vec{E}_r l_o(t)$ e da informação contida na componente IF [7].

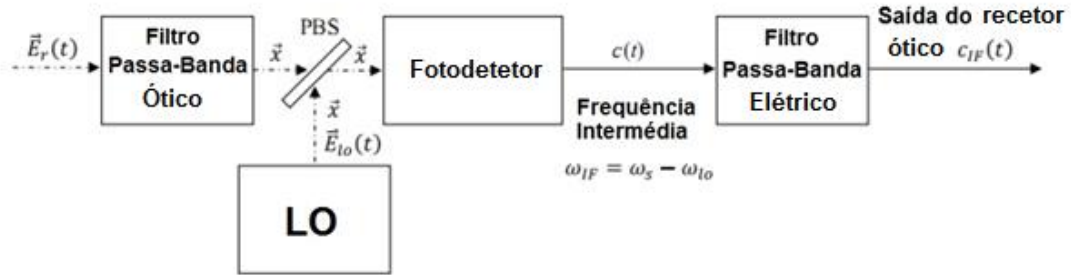


Figura 8 - Diagrama de blocos de uma detecção coerente heteródina [adaptado de [7]]

3. Formatos de Modulação Ótica

O formato de modulação ótica refere-se à técnica utilizada para aplicar a informação digital numa portadora ótica. Atualmente, nos sistemas de comunicações óticas, existem várias formas de modular a informação transmitida através de um sinal ótico, em que a escolha do esquema de codificação e modulação deve ser feita com base nas suas características essenciais, tais como a propriedade física utilizada para transmitir a informação digital, bem como o número de símbolos usados para representar os dados binários transmitidos.

Em geral, o campo elétrico associado a um sinal ótico pode ser representado da seguinte forma:

$$E(t) = A_0 \cos[w_c(t) + \varphi(t)] \quad (3.1)$$

onde A_0 é a amplitude do sinal, $\varphi(t)$ descreve a fase do sinal e w_c é a frequência da portadora ótica. Existem assim quatro propriedades que podem ser exploradas para modular esse sinal: frequência, amplitude, fase e polarização. Devido à relativamente fácil implementação, as técnicas mais usadas são a modulação de intensidade (amplitude) com deteção direta e modulação em fase com um recetor homódino ou heteródino, sendo que estas técnicas vão ser exploradas mais à frente [1], [11], [17].

Até bem recentemente, a maior parte dos sistemas de comunicação ótica operavam a partir da modulação binária do sinal emitido e faziam a deteção dos símbolos transmitidos com base num limiar fixo de intensidade. Mais tarde, devido à necessidade de aumentar a eficiência espectral e a capacidade dos sistemas, começou-se a preferir o uso de sistemas de deteção coerentes e formatos avançados de modulação, sem no entanto descurar a primeira opção. Portanto, dentro de cada grande grupo de formatos de modulação (intensidade e fase), existem subgrupos baseados nas características de modulação auxiliares, tais como: modulação com memória, sem memória, modulação pulsada, com *chirp*, sem *chirp*, modulação multinível, pseudo-multinível e codificação correlativa [11], [17].

A modulação multinível consiste nos formatos cujo alfabeto de símbolos é constituído por mais de dois símbolos. Isto é, codificam-se $\log_2(M)$ bits de informação sobre M símbolos, os quais são posteriormente transmitidos a uma taxa de símbolos reduzida de $R/\log_2(M)$, onde R é a taxa de bits por segundo. Devido ao facto de esta modulação possuir mais do que dois símbolos, isto permite-lhe atingir taxas de transmissão bastante elevadas, assim como uma

eficiência espectral mais alta. Para além disso, possibilita uma maior robustez contra distorções do sinal e dispersões. Por outro lado, uma desvantagem dos sinais multinível está associada à tolerância reduzida ao ruído, uma vez que à medida que se adiciona pontos na constelação de símbolos, a distância mínima para a potência média do sinal diminui. Por norma, os formatos de modulação multinível costumam ser modulações sem memória, onde a alocação dos símbolos ou grupos de bits é independente dos símbolos enviados antes ou depois [11].

Relativamente à modulação com memória, a sucessão de símbolos já tem de obedecer a determinadas regras impostas por um código. Ou seja, a informação emitida num determinado instante vai depender da informação transmitida no instante anterior. Com a introdução de memória na modulação, é possível prevenir erros de deteção e combater degradações na transmissão. Dentro da classe de formatos de modulação com memória, existe o formato de codificação correlativa e o pseudo-multinível. Na modulação pseudo-multinível, a distribuição dos símbolos redundantes é independente da sequência dos bits transmitidos, enquanto que na codificação correlativa a sequência de bits é importante para a determinação dos símbolos [14].

3.1. Modulação em Intensidade

Nas comunicações óticas, a modulação de intensidade é uma forma de modulação na qual a saída de potência ótica de uma fonte varia de acordo com as características do sinal modulado. Isto é, a modulação é feita a partir da intensidade do sinal e a desmodulação é feita a partir da técnica de deteção direta.

Neste tipo de formatos de modulação, o mais simples é o *Amplitude Shift Keying* (ASK) que codifica a amplitude A_0 do campo ótico, mantendo w_c e $\varphi(t)$ constantes. Um caso especial de ASK, designado por *On-Off-Keying* (OOK) é um dos mais usados nos sistemas óticos devido à sua simplicidade. O OOK é um esquema de modulação de intensidade onde a portadora é ligada “on” para transmitir um sinal lógico “um” e desligado “off” para transmitir um sinal lógico “zero” [1].

Relativamente à desmodulação, a frequência da portadora e a sua fase são irrelevantes uma vez que o recetor deteta diretamente a potência a ser transmitida no momento e compara-a com um certo nível. No caso da sua propagação em espaço livre, o OOK também é sensível à distorção da amplitude (desvanecimento) e à propagação em diferentes percursos, apesar de este último ser desprezável se as condições climatéricas estiverem ótimas. A obstrução

atmosférica, por exemplo nas nuvens, pode levar a uma atenuação significativa do sinal recebido, mas é irrelevante nos sistemas FSO quando estes operaram em condições de céu limpo [1].

3.1.1. NRZ-OOK (*Non-Return-to-Zero On-Off Keying*)

Durante vários anos, o NRZ-OOK foi o formato de modulação dominante na modulação de intensidade com detecção direta, nos sistemas de comunicação óticos. Isto porque este formato requer uma largura de banda relativamente baixa para a sua transmissão e receção. E para além disso não é sensível ao ruído de fase do laser e tem a configuração mais simples de transdutores. Nos últimos anos, à medida que a comunicação ótica avança para taxas de dados mais elevadas, o formato de modulação NRZ poderá não ser a melhor opção para sistemas óticos de alta capacidade. No entanto, devido à sua simplicidade e ao seu domínio histórico, a NRZ seria uma boa referência para efeitos de comparação.

O diagrama de blocos de um transmissor NRZ é mostrado na Figura 9, onde o sinal elétrico é modulado com um modulador de intensidade externo. O modulador de intensidade pode ser um MZM ou um EAM, que converte um sinal OOK elétrico num sinal ótico OOK com a mesma taxa de dados. A largura do impulso ótico de cada "1" digital isolado é igual ao inverso da taxa de dados. Para detetar um sinal ótico NRZ, um fotodíodo simples é usado no recetor, que converte a potência ótica do sinal em corrente elétrica (deteção direta).

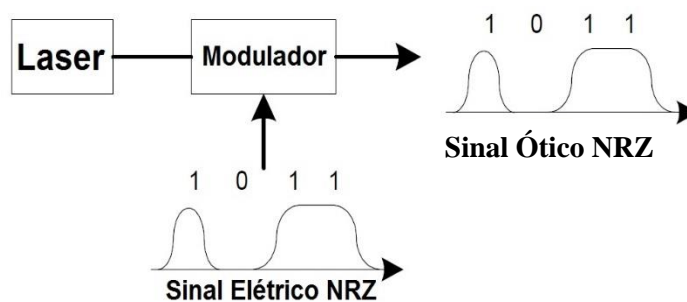


Figura 9 – Transmissor NRZ-OOK

3.1.2. RZ-OOK (*Return-to-Zero On-Off-Keying*)

Para além do NRZ, a técnica mais comum é o RZ (return-to-zero). No formato RZ, cada impulso ótico que representa o bit “1” é mais curto que o período do bit, em que a amplitude volta a zero antes do fim bit. Como tal, ao contrário do que acontece no formato NRZ, a largura dos pulsos mantém-se constante, independentemente da sequência de bits enviada. O que de facto pode ser considerado uma desvantagem para o formato RZ, pois a largura de banda da sequência de bits enviada será muito superior ao do formato NRZ (podendo chegar ao dobro). No entanto, também poderá ser considerado uma vantagem, uma vez que exige um controlo menos apurado da largura do impulso, tornando o formato mais tolerante a não linearidades. Infelizmente tanto o NRZ como o RZ podem levar a perdas de sincronização se forem transmitidas grandes sequências de uns e zeros. Isto pode ser evitado com a utilização da codificação Manchester [1]. A Figura 10 demonstra a diferença de largura de pulsos entre o NRZ e o RZ:

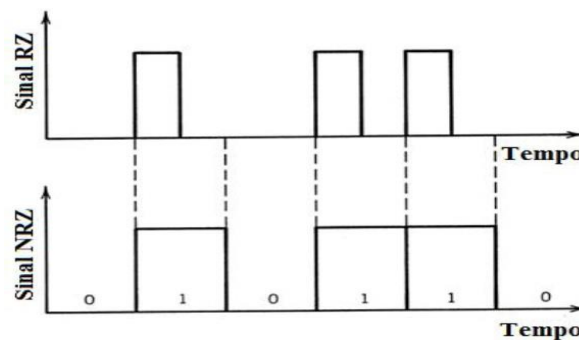


Figura 10 - Comparação entre impulsos óticos RZ e NRZ [adaptado de [14]]

O transmissor RZ-OOK pode ser implementado eletronicamente gerando sinais elétricos que modulam a portadora ótica diretamente. Com a tecnologia atual, esta opção é confiável para taxas de transmissão de até 10 Gb/s. Alternativamente, como mostrado na Figura 11, pode-se optar por aplicar sinais óticos modulados em NRZ num modulador adicional, o qual atua nesse caso, como um modelador ou desbastador de impulso (*pulse carver*), resultando num sinal ótico modulado em RZ. O modulador de pulso pode ser convenientemente implementado com MZM ou EAM, sendo o primeiro, o mais utilizado. Ao contrário do primeiro método, este tem de ser empregue para taxas iguais ou superiores a 40 Gb/s [18].

Em relação ao funcionamento do modulador de impulsos, este recebe um sinal ótico contínuo, por exemplo um sinal NRZ-OOK, e gera impulsos óticos RZ com uma determinada

taxa de transmissão. Para a detecção do sinal modulado no formato RZ pode-se utilizar a mesmo tipo de detecção usada para a modulação NRZ convencional [18].

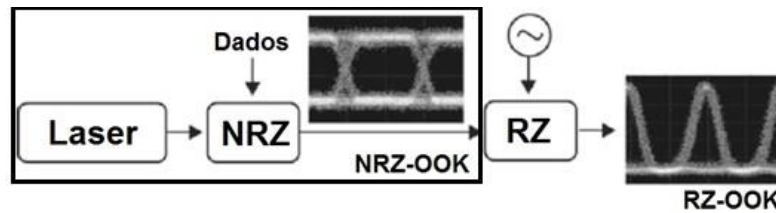


Figura 11 - Estrutura típica de moduladores NRZ e RZ [18]

3.1.3. CSRZ-OOK (*Carrier Supressed Return-to-Zero On-Of Keying*)

CSRZ é um formato de modulação com memória pseudo-multinível, sendo uma variante do formato RZ, que prevê maior eficiência espectral. Tem como característica a inversão do sinal do campo ótico a cada transição de bit, o que resulta na supressão da frequência portadora. Ao contrário dos formatos de codificação correlativa como o *Duobinary* (DB), a inversão do sinal ocorre independentemente da sequência de bits anteriores. O CSRZ pode ser facilmente gerado ao conduzir sinusoidalmente um registrador de impulsos com metade da taxa de dados entre os seus máximos de transmissão. Dada a existência de um deslocamento de fase π nos pontos nulos da função de transmissão do MZM, ocorrem inversões de fase entre os bits adjacentes. Assim, em média, o campo ótico de metade dos bits “1” tem sinal positivo, enquanto que a outra metade tem sinal negativo, resultando numa envolvente do campo ótico com média de zero, e uma supressão da portadora na frequência central [13].

O CRSZ possui algumas características importantes para o seu desempenho durante a transmissão, nomeadamente em relação à supressão da sua portadora, uma vez que a frequência da portadora é a componente no espectro de sinais RZ que contém a energia mais alta. E como tal, esta supressão pode significar uma maior tolerância a efeitos não lineares, comparativamente com outros formatos. Também é importante referir que, quando se compara CSRZ com outros formatos RZ, poderão surgir outras diferenças no desempenho, devido simplesmente às diferenças entre os ciclos de trabalho de cada sinal [11].

3.1.4. DB (*Duobinary*)

O formato ótico Duobinário pertence à classe dos formatos de codificação correlativa de resposta parcial. Também pode ser chamado de PSBT (*Phase Shaped Binary Transmission*) ou PASS (*phased amplitude-shift signaling*), dependendo da técnica de transmissão utilizada. Num sinal duobinário, o bit “1” é codificado a partir de um impulso ótico com fase 0 ou π e o bit “0” é codificado a partir da ausência de um impulso ou de um impulso com baixa intensidade, dependendo do método utilizado para gerar o sinal DB. Em relação à fase dos bits “1”, esta é escolhida de forma a que haja uma alteração de fase igual a π entre os bits “1”, separados por um número ímpar de bits “0”. A fase ao ser alterada, pode contribuir para a redução da largura espectral e do efeito da dispersão. Desta forma, pode-se afirmar que os principais benefícios do DB são a sua maior tolerância a dispersões e à filtragem ótica de banda estreita, assim como a sua reduzida largura espectral, comparativamente a outros formatos de sinalização binária (7), [13], [14].

A modulação Duobinária é um formato que permite transmitir n bits/s usando menos de $n/2$ Hz da largura de banda. Transmissores convencionais de DB usam um pré-codificador diferencial como entrada, de forma a evitar erros de propagação. A sequência pré-codificada é convertida num sinal elétrico com 3 níveis, usando um filtro passa-baixo. No caso do DB padrão, este filtro passa-baixo pode ser implementado com a técnica de atraso e adição. No caso mais específico do PSBT, utiliza-se um filtro elétrico com características de *roll-off* apropriadas e uma largura de banda de 3 dB de cerca de 25% da taxa de bits [14].

O esquema da Figura 12 mostra um transmissor de sinais no formato ótico duobinário. A configuração do transmissor é idêntica à do sinal do formato RZ. Contudo, o sinal que impulsiona o modulador de dados não é a informação original NRZ, mas sim a sequência de informação pré-codificada de forma duobinária. O primeiro passo do processo é introduzir a sequência Dm no pré-codificador diferencial de forma a evitar a propagação de erros no recetor, uma vez que a informação recebida, pode não ter sido recuperada corretamente. O pré-codificador adiciona um bit de entrada no valor armazenado na linha de atraso, através de um somador introduzindo assim a sequência Pm , enquanto que o codificador fornece a sequência Bm ao subtrair $Pm-1$ [20].

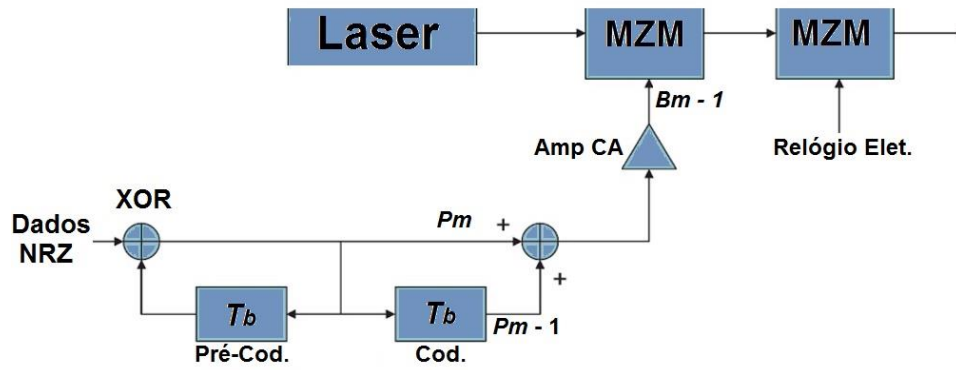


Figura 12 - Diagrama de blocos do formato duobinário [adaptado de [20]]

A Tabela 1 mostra um exemplo da geração P_m e B_m a partir da informação de entrada D_m , assim como a recuperação da sequência transmitida no recetor e uma entrada NOT [20].

m	0	1	2	3	4	5	6	7	8
D_m		0	1	1	0	1	0	0	1
P_m	0	0	1	0	0	1	1	1	0
B_m		0	1	1	0	1	2	2	1
$B_m - 1$		-1	0	0	-1	0	1	1	0
$ B_m - 1 $		1	0	0	1	0	1	1	0
$ B_m - 1 $		0	1	1	0	1	0	0	1

Tabela 1 - Geração e detecção de um sinal duobinário [20]

3.1.5. AMI (*Alternate Mark Inversion*)

O formato AMI (*Alternate Mark Inversion*) é um formato de resposta parcial, cuja codificação é do tipo síncrona e que utiliza pulsos bipolares para representar valores lógicos 1. Trata-se, portanto, de um sistema de três níveis, em que o 0 lógico é representado por nenhum símbolo e o 1 lógico por pulsos de polaridade alternada, em que ocorrem inversões de fase para cada bit “1” presente na sequência de dados. A Figura 13 mostra um exemplo do tipo de codificação efetuada [21].

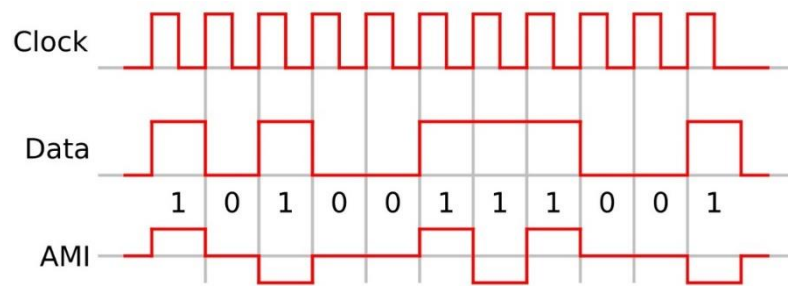


Figura 13 – Exemplo de uma codificação AMI [22]

Este tipo de codificação alternada foi usada extensivamente nos sistemas PCM de primeira geração, uma vez que impede a acumulação de componentes de corrente contínua durante a transmissão de dados e é bastante fiável a detetar a perda de dados. É também função do formato AMI converter sequências de dados RZ unipolares em sequências de dados bipolares. Por outro lado, nesta codificação existe o inconveniente de uma longa série de “0” que não produz transições no fluxo de dados, podendo assim levar a perdas de sincronização. Para a transmissão ser bem sucedida vai depender do utilizador que não deseja enviar longas sequências de 0, não sendo, portanto, transparente à sequência de bits que está a ser enviada. No entanto, em vez de transmitir uma sequência de n zeros sem qualquer bit “1” entre eles, é possível substituí-los por um padrão único que têm diferentes padrões de pulsos de polaridade quando se transmite dados com o bit “1”. Este padrão pode ser facilmente detetado pelo recetor e assim extraído do sinal antes de ser decodificado de volta à informação inicial [21], [23].

3.2. Modulação de Fase

Com a modulação de intensidade ótica, o sinal digital é representado por níveis de potência ótica instantânea. Por outro lado, o sinal digital também pode ser representado pela fase de uma portadora ótica, sendo vulgarmente designado por *Phase Shift Keying* (PSK). Este tipo de modulação é amplamente utilizado para LANs sem fio, RFID e comunicação Bluetooth. PSK usa um número finito de fases, cada um atribuído a um padrão único de dígitos binários. Cada padrão de bits forma o símbolo que é representado pela fase particular. O desmodulador, que é projetado especificamente para o conjunto de símbolos usado pelo modulador, determina a fase do sinal recebido e mapeia-o de volta ao símbolo que representa, recuperando assim os

dados originais. Isto requer que o recetor seja capaz de comparar a fase do sinal recebido com um sinal de referência (sistema coerente).

Alternativamente, em vez de operar em relação a uma onda de referência, a transmissão pode operar em relação a si mesma. As alterações na fase de uma única forma de onda podem ser consideradas itens significativos. Neste sistema, o desmodulador determina as mudanças na fase do sinal recebido, em vez da fase propriamente dita. Como este esquema depende da diferença entre fases sucessivas, é denominado de *Differential Phase Shift Keying* (DPSK). O DPSK pode ser significativamente mais simples de implementar do que o PSK normal, uma vez que não há necessidade de o desmodulador ter uma cópia do sinal de referência para determinar a fase exata do sinal recebido (sistema não-coerente).

3.2.1. DPSK (*Differential Phase Shift Keying*)

No formato DPSK, os dados binários “0” e “1” são representados por uma mudança de fase igual a 0 e π , respetivamente. Tal como no caso do OOK, existe tanto o formato NRZ-DPSK, em que a potência ótica ocupa todo o período do bit, como o RZ-DPSK, no qual a potência ótica não ocupa completamente o período do bit, apenas parte dele [30].

O benefício mais óbvio do DPSK, quando comparado com o OOK, é a redução em 3 dB da relação sinal-ruído necessária para atingir a determinada BER. De forma intuitiva, isto pode ser percebido comparando-se as constelações dos sinais de cada formato, apresentadas na Figura 14. Esta figura mostra que, para a mesma potência ótica média, a distância entre cada símbolo, em DPSK, é aumentada por $\sqrt{2}$. Assim sendo, supondo que se quer obter a mesma distância entre símbolos, apenas metade da potência ótica será necessária para o formato DPSK, comparativamente com o OOK, o que significa que poderá atingir maiores distâncias e com menos exigência nos componentes [30].

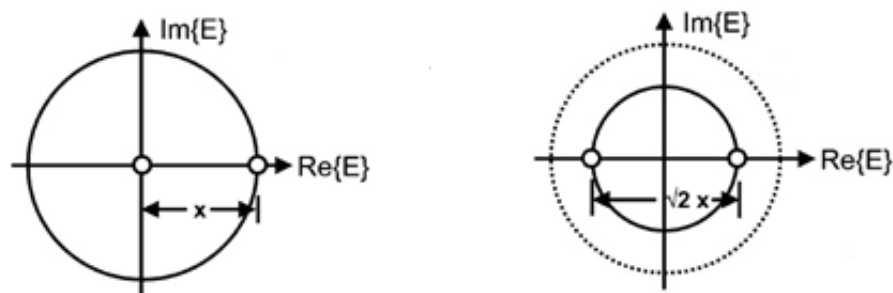


Figura 14 - Diagramas da constelação dos formatos OOK e DPSK [adaptado de [30]]

DPSK com detecção balanceada também pode ser considerado outro benefício importante, pois oferece uma maior tolerância a flutuações da potência do sinal no circuito de decisão do recetor, porque o limiar de decisão é independente da potência introduzida. O DPSK também é mais robusto à filtragem ótica de banda estreita que o OOK, especialmente quando a detecção balanceada é utilizada. Isto resulta devido aos seguintes fatores: a potência ótica é distribuída mais uniformemente que no OOK, uma vez que a potência está presente em cada *slot* de bit no DPSK; o pico de potência ótica é 3dB mais pequeno em DPSK do que em OOK.

Tal como em OOK, o transmissor DPSK pode ser implementado no formato NRZ ou RZ. Para evitar propagação de erros que pode ocorrer pela codificação diferencial no recetor, o sinal necessita de primeiro ser codificado no transmissor. Sendo esta sequência de dados pré-codificados que comandará o modulador e gerará ou não a mudança de fase no campo ótico do laser. O transmissor é constituído por um laser que oscila continuamente, seguido de um ou dois moduladores externos, baseados tipicamente na tecnologia LiNbO₃. A modulação de fase pode ser feita tanto com um modulador de fase (PM), como por um modulador MZM, ambos representados na Figura 15 [30].

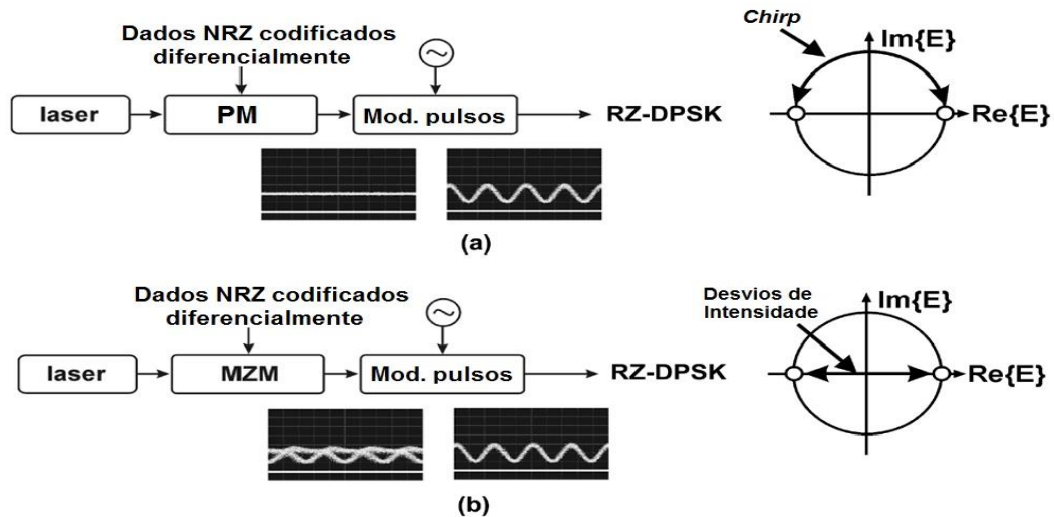


Figura 15 - Dois transmissores DPSK típicos: (a) com PM, (b) com MZM [adaptado de [30]]

Um PM apenas modula a fase do sinal ótico ao longo do círculo unitário no plano complexo que representa o campo ótico, resultando numa envolvente constante do sinal ótico. Uma vez que a modulação de fase não ocorre instantaneamente, inevitavelmente o PM vai introduzir *chirp* durante as transições de bit. Como tal, um segundo modulador, comandado por

um sinal sinusoidal, será usado para modular os pulsos e gerar um sinal RZ-DPSK. Por outro lado, quando se usa um MZM para modular a fase, o modulador é polarizado no seu nulo de transmissão, aplicando-se nele um sinal com o dobro da tensão de comutação usada na modulação OOK. Visto que a fase do campo ótico muda o seu sinal no ponto nulo da curva de transmissão do MZM, dois pulsos adjacentes têm fase oposta, e consequentemente obtém-se um deslocamento de fase quase perfeito de 180° . Por outro lado, esta modulação de fase precisa tem um custo, que resulta na presença de um pouco de modulação residual de amplitude nos instantes de transição de fase. Tendo em conta que a codificação da informação é feita na fase ótica, e não na intensidade, estes desvios de intensidade têm pouca relevância [11], [14], [30].

Em relação à receção, o DPSK não pode ser desmodulado diretamente através de recetores baseados em fotodetecção (deteção direta), dada a sua sensibilidade à fase ótica, fazendo por isso, conversão da potência ótica num sinal elétrico de forma quadrática. Isto implica que, para converter a modulação de fase em modulação de intensidade, vai ser necessário a utilização de um interferómetro de atraso (DI – *delay interferometer*), cujo atraso diferencial é igual ao período de um bit. Em recetores de deteção-direta, o DI permite que dois bits adjacentes interfiram com as suas portas de saída. Esta interferência leva à presença ou ausência de energia numa das portas de saída do DI, caso esses dois bits adjacentes interfiram construtivamente ou destrutivamente um com o outro, dependendo da diferença de fase entre eles. Se a interferência dos bits for construtiva, haverá presença de potência na saída do DI. Por outro lado, se a interferência for destrutiva, não haverá potência após o DI. Assim sendo, o bit precedente age como referência de fase para a desmodulação do bit atual [11], [14], [30].

Idealmente, uma das portas de saída do DI é ajustado com interferência destrutiva, na ausência de modulação em fase, enquanto que a outra porta de saída, devido à presença de energia, apresenta interferência construtiva. Devido a esta razão, as duas portas de saída do DI vão apresentar sequências de bits idênticos, mas com lógica invertida. Analisando cuidadosamente, os sinais óticos desmodulados revelam que a porta construtiva carrega modulação DB e a porta destrutiva carrega modulação AMI. Tendo em conta que ambas as portas de saída do DI carregam toda a informação, estas podem ser detetadas por si próprias (*single-handed detection*), ou então ligadas a dois fotodíodos usando recetores balanceados [11], [14], [30]. A figura seguinte representa um detetor balanceado:

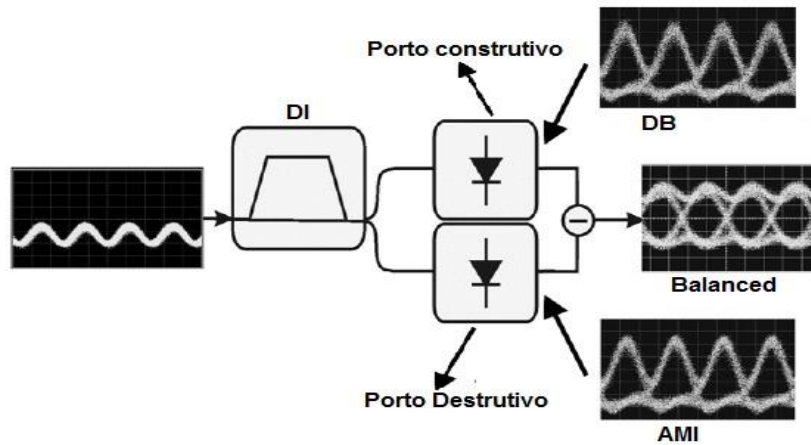


Figura 16 - Recetor DPSK característico

3.2.2. DQPSK (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*)

DQPSK é um formato de modulação diferencial multinível que tem recebido bastante atenção nas investigações mais recentes sobre comunicações óticas. Sendo uma versão particular da modulação QPSK, a modulação DQPSK transmite a informação em quatro transições de fase ($0, +\pi/2, -\pi/2, \pi$), em que cada símbolo transmitido contém dois bits, o que significa que a taxa de símbolos é metade da taxa efetiva de bits. Ou seja, a primeira transição de fase “0” corresponde à sequência de dados 00, a segunda transição de fase “ $+\pi/2$ ” corresponde à sequência de dados “01”, a terceira transição de fase “ $-\pi/2$ ” corresponde à sequência de dados “10” e a última transição de fase “ π ” corresponde à sequência de dados 11 [11], [14], [30].

É de notar que para a mesma taxa de dados, a taxa de símbolos transmitida é reduzida para metade. E como consequência, apesar de a forma do espectro do DPQSK ser idêntica à do DPSK, a sua ocupação é reduzida, assim como a exigência de largura de banda é inferior tanto para o transmissor como para o recetor. Esta compressão do espectro possibilita então uma elevada eficiência espectral nos sistemas WDM, assim como lhe dá uma maior robustez comparativamente com os formatos OOK.

O transmissor mais utilizado em DQPSK consiste em dois MZM distribuídos paralelamente e que são integrados juntos de forma a atingir estabilidade na fase. Tal como mostra na Figura 17, o transmissor consiste numa fonte de laser que opera em modo contínuo,

um divisor que separa a luz em dois percursos de igual intensidade, os dois MZM que operam como moduladores de fase. Um dos percursos possui um alterador de fase, que provoca um deslocamento de fase de $\pi/2$ e também possui um combinador, que produz um único sinal à saída, ao juntar o sinal dos dois percursos. A constelação de símbolos da parte superior e inferior e saída do modulador também podem ser observados na figura. Usar esta técnica de transmissão é bastante vantajoso, pois pode-se tirar proveito das mudanças exatas de fase de π , produzidas pelos MZM, independentemente do sinal e para além disso esta técnica requer apenas sinais elétricos binários, pelo que são muito mais fáceis de gerar em velocidades elevadas do que as formas de ondas multinível [11], [14], [30], [31].

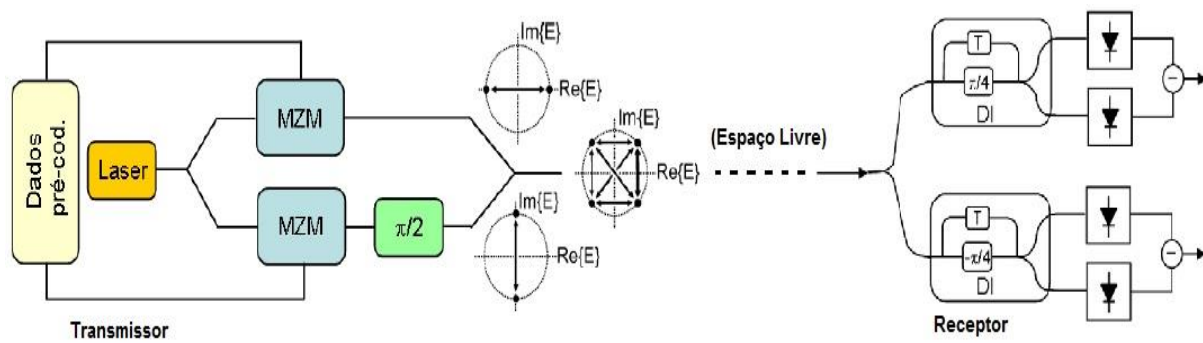


Figura 17 – Transmissor/Recetor DQPSK e a respetiva constelação [adaptado de [14]]

Tal como o transmissor, o recetor também beneficia do uso de sinais elétricos binários. O recetor consiste em dois recetores DPSK balanceados em paralelo, em que cada um deles possui um DI que atrasa o sinal em duas vezes a duração do bit e altera a fase do sinal ótico em $+\pi/4$ e $-\pi/4$ respetivamente. O sinal DQPSK recebido é, portanto, dividido em duas partes iguais e inseridos nos recetores DPSK, de forma a desmodular simultaneamente os dois sinais [11], [14], [30], [31].

3.2.3. QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*)

O QAM é um formato de modulação multinível, tal como o DQPSK. Nos termos mais simples, a modulação QAM é a combinação da modulação em amplitude e de *Phase Shift Keying*. Mais tecnicamente, este formato é um sistema de modulação em que os dados são transferidos a partir da modulação da amplitude de duas ondas portadoras separadas e

desfasadas em 90° . Devido à sua diferença de fase, diz-se que as portadoras estão em quadratura [17].

Os sinais não modulados exibem apenas duas posições que permitem a transferência de apenas “0” ou “1”. No formato QAM, é possível transferir mais bits por posição, uma vez que existem múltiplos pontos de transferência. Neste caso, é utilizado um sinal que é obtido pela soma da amplitude e modulação de fase de um sinal portador para a transferência de dados. Como o número de pontos de transferência permanece elevado, é possível transmitir mais bits por cada alteração de posição [24].

Os possíveis estados de uma determinada configuração podem ser demonstrados usando um diagrama de constelação. Num diagrama de constelação, os pontos de constelação estão dispostos numa grelha quadrada com espaçamento horizontal e vertical igual (*Square QAM*), ou em múltiplos círculos (*Star QAM*), sendo o primeiro o mais fácil de implementar. Na comunicação digital, como os dados são binários, o número de pontos na grelha será uma função da potência de 2 (2, 4, 8, etc.), sendo os mais comuns 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM e 256-QAM. Toma-se como exemplo a Figura 18, onde está representado o formato 16 QAM, em que a constelação apresenta 16 símbolos, estando 4 em cada quadrante, o que significa que cada símbolo representa 4 bits [17], [24].

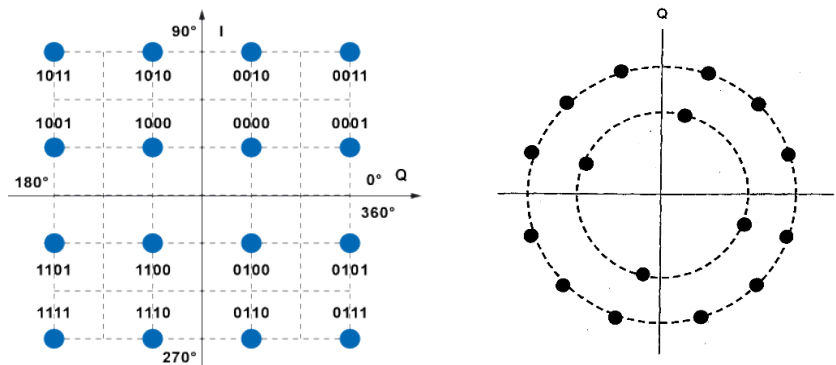


Figura 18 - Diagrama de constelação Square 16-QAM (direita) e Star 16-QAM (esquerda) [25], [26]

Mesmo que seja possível transferir mais bits por símbolo com constelações de ordem superior, teoricamente poderá existir um problema. Para manter a energia média de uma constelação de ordem superior no mesmo nível, é imperativo que os pontos de constelação permaneçam próximos uns dos outros. No entanto, a presença de ruído e de interferência será muito maior e como tal, a taxa de erros de bits será mais elevada. Ou seja, apesar de um formato

QAM de ordem superior fornecer mais dados, será menos fiável do que um formato QAM de ordem inferior [24].

A Figura 19 mostra a estrutura ideal de um transmissor QAM, com uma frequência central de portadora f_0 e a resposta em frequência do filtro do transmissor H_t . Tal como já foi dito anteriormente, inicialmente o fluxo de bits a transmitir é dividido em duas partes iguais, gerando dois sinais independentes. Estes dois sinais são codificados separadamente como se estivessem num modulador de ASK. O canal I (*In-phase*) é multiplicado por uma função enquanto o canal Q (*in Quadrature*) é multiplicado por uma função seno. Desta forma, existe uma fase de 90° entre eles. Posteriormente, eles são simplesmente adicionados um ao outro e enviados através do canal real [24].

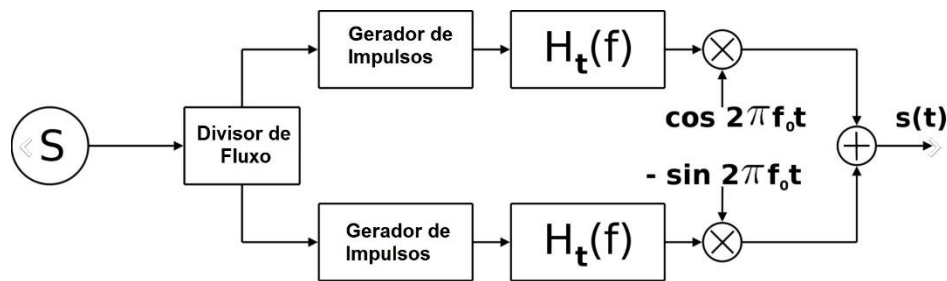


Figura 19 - Estrutura ideal de um transmissor QAM [27]

O recetor executa a operação inversa do transmissor. A sua estrutura ideal é mostrada na Figura 20, sendo H_t a resposta em frequência do filtro de receção. Ao multiplicar-se por um cosseno (ou um seno) e por um LPF, é possível extrair a componente em fase (ou em quadratura) dos respetivos sinais. Em seguida, há apenas um desmodulador ASK e os dois fluxos de dados são juntos de volta. Na prática, existe um atraso de fase desconhecido entre o transmissor e o recetor que deve ser compensado pela sincronização do LO dos recetores, que são as funções seno e cosseno na referida Figura 19. Em aplicações móveis, também haverá frequentemente um desvio na frequência relativa, devido à possível presença de um desvio de Doppler proporcional à velocidade relativa do transmissor e do recetor. Ambas as variações de fase e frequência introduzidas pelo canal devem ser compensadas ajustando adequadamente os componentes de seno e cosseno, o que requer uma referência de fase, e é tipicamente realizado usando um Circuito Fechado de Fase (*Phase-Locked Loop* - PLL) [24], [29].

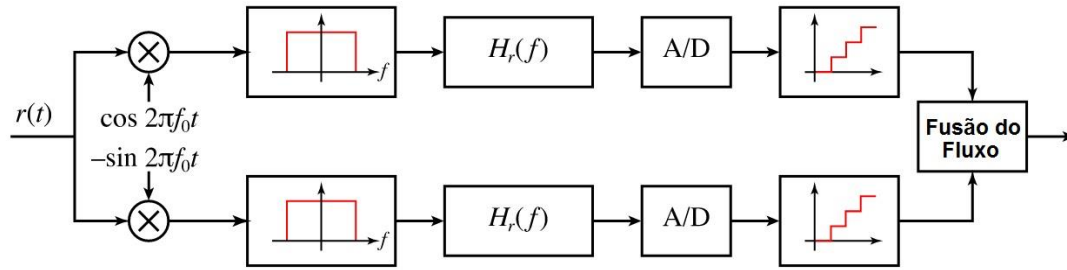


Figura 20 - Estrutura ideal de um recetor QAM [28]

3.3. PolSK (*Polarisation Shift Keying*)

As modulações em intensidade e em fase têm sido vastamente estudadas no campo das comunicações óticas, no entanto existem outros formatos pouco conhecidos que usam a polarização da luz para transmitir dados. *Polarization Shift Keying* (PolSK) é uma nova técnica de modulação digital, que chama a atenção na área das comunicações óticas em espaço livre, pelo que o estado de polarização (SOP – *State Of Polarisation*) é o parâmetro mais estável de um feixe de laser durante a sua propagação na atmosfera. A modulação PolSK utiliza as propriedades dos vetores das ondas óticas para transmissão binária e multinível, isto é, para representar os estados lógicos “0” e “1”. Em comparação com outros esquemas de modulação, o PolSK possui várias vantagens que o tornam uma boa opção para FSO [7]:

- A potência é constante durante o processo de transmissão do sinal modulado e os ruídos de fase provenientes da fonte de luz são reduzidos;
- Não requer o alinhamento das coordenadas de polarização do transmissor e do recetor;
- A distribuição da intensidade da luz será mais uniforme após a dispersão das partículas;
- Para a transmissão multinível poderá obter ritmos de transmissão bastante elevados, uma vez que não é afetado pelo ruído de fase da fonte de luz e pelo efeito do limite de ruído quântico, podendo até suprimir o efeito ótico não linear.

Por outro lado, a modulação da polarização também pode ser usada para melhorar as propriedades de propagação de um formato, assim como também em pesquisas que visam aumentar a eficiência espectral. Isto é, ao transmitir-se dois sinais diferentes no mesmo

comprimento de onda, mas em duas polarizações ortogonais (multiplexagem), ou ao transmitir-se canais WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) adjacentes, em polarizações alternadas de forma a reduzir a diafonia ou interações não lineares entre eles [11], [14].

Para além disso também já foi proposto um sistema de detecção direta, modulada por polarização, com o intuito de extrair os parâmetros de Stokes da luz transmitida para as transmissões binária e multinível. No caso do esquema binário POLSK com detecção direta, este melhora o desempenho, em termos de potência ótica de pico, em 3 dB, comparativamente com o sistema IM / DD modulado OOK, mas com um custo acrescido de complexidade no sistema. *Circular Polarisation Shift Keying* (CPolSK) também tem sido adotado nos sistemas FSO uma vez que não requer rastreamento de fase, e como tal não é aplicável em sistemas móveis, sendo mais complexo que os esquemas de polarização linear.

4. Modulação da subportadora

Uma subportadora é um sinal sinusoidal que modula outra portadora. No lado da recepção, a portadora principal e a subportadora são desmoduladas separadamente. No caso das comunicações RF, os sinais de áudio de difusão nos intervalos AM e FM podem transportar uma subportadora juntamente com o sinal de áudio principal, em que o seu propósito poderá incluir paginação, despacho de barramento e comutação do sinal de controlo de tráfego.

Nas comunicações óticas sem fio, a modulação de múltiplas subportadoras (MSM – *Multiple Sub-carrier Modulation*) tem atraído bastante atenção, pois pode efetuar comunicações com elevados ritmos de transmissão sem equalizador. Pode ser modulado no suporte ótico utilizando intensidade, frequência ou modulação de fase [32]. Para além disso, a modulação de subportadora também permite reduzir a interferência indesejada que um canal de transmissão causa noutro (*crosstalk*) [33].

Neste trabalho foi utilizada apenas uma subportadora elétrica que, por sua vez, vai modular uma portadora ótica gerada pelo laser, cuja deteção baseia-se na deteção direta. Permitindo assim extrair a subportadora e posteriormente processá-la numericamente. Relativamente aos formatos de modulação, serão utilizados os formatos BPSK e QPSK.

4.1. Portadora Modulada - BPSK

Numa primeira abordagem na implementação do módulo, será usado o formato de modulação BPSK. Esta modulação é a forma particular de *phase shift keying*, usando apenas dois valores para a fase, separados por 180°.

Comparativamente ao FSK, é muito mais eficiente no uso da largura de banda para ritmos de transmissão elevados. Contudo, possui maior complexidade relativamente à deteção e recuperação do sinal. Para além disso, a modulação BPSK é a mais robusta de todas as modulações PSK, uma vez que, só tomando o nível mais alto de ruído ou distorção é que é possível fazer o desmodulador chegar a uma decisão incorreta. É, no entanto, apenas capaz de modular 1 bit/símbolo e por isso poderá não ser adequada para aplicações com ritmos de transmissão elevados [34].

Durante o processo de modulação, a fase da portadora é modificada tendo em conta a informação que se quer transmitir. Esse processo consiste em multiplicar o sinal a transmitir, que neste caso é o sinal digital $d(t)$, pela portadora $S(t)$, obtendo-se a seguinte onda modulada $S_{bpsk}(t)$ [35]:

$$S_{bpsk}(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta(t)) \quad (4.1)$$

em que θ é 0 ou π . Esquemáticamente, este processo é representado pela Figura 21 e a onda modulada toma a forma representada na Figura 22:

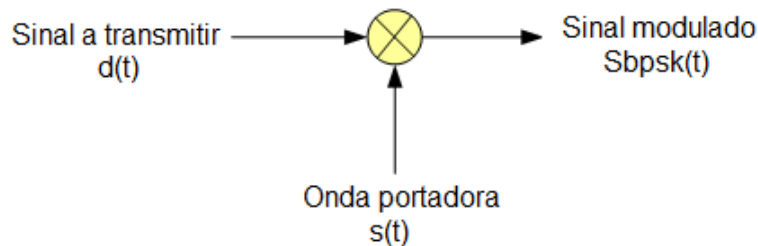


Figura 21 - Esquema da modulação BPSK [adaptado de [35]]

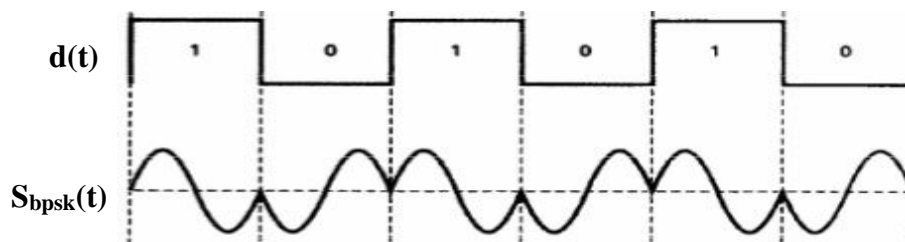


Figura 22 – Forma de onda

Depois do envio do sinal pelo canal de transmissão, é necessário efetuar a desmodulação. O esquema seguinte representa toda a etapa de desmodulação:

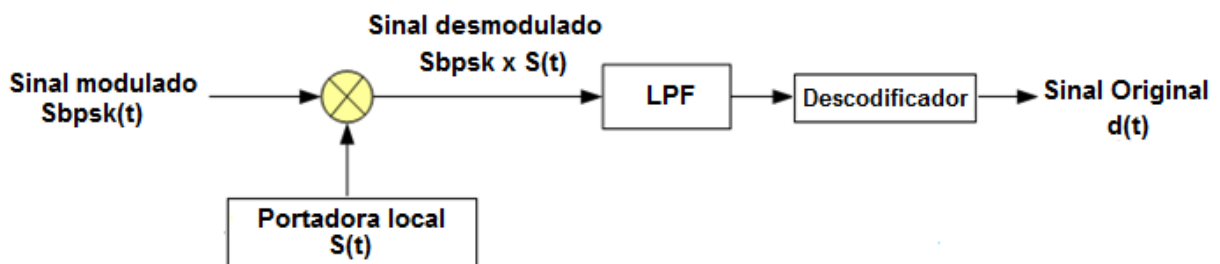


Figura 23 - Esquema da Desmodulação BPSK [adaptado de [35]]

Primeiro, multiplica-se o sinal recebido novamente por uma onda idêntica à onda portadora, obtendo-se assim um sinal com o dobro da frequência da portadora. Esse sinal é caracterizado da seguinte forma:

$$A_1 A_k \cos(w_0 t) \times \cos(w_0 t + \theta(t)) = A_1 A_k \frac{1}{2} [\cos(2w_0 t) + \cos(\theta(t))] \quad (4.2)$$

Como se pode verificar na Figura 24, nas situações em que o bit é “1”, a componente modulada encontra-se acima no nível zero, enquanto que quando o bit é “0”, a componente modulada encontra-se abaixo do nível zero.

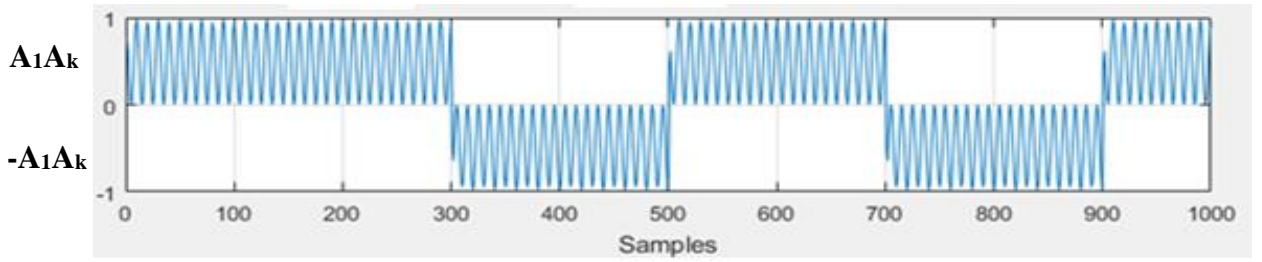


Figura 24 - Sinal resultante no recetor, após a multiplicação

Após a multiplicação, o segundo passo na recuperação do sinal consiste então em aplicar ao sinal resultante um filtro passa-baixo (LPF), de forma a remover a componente oscilatória com o dobro da frequência da portadora, obtendo a seguinte expressão:

$$A_1 A_k \frac{1}{2} \cos(\theta(t)) = \begin{cases} \frac{A_1 A_k}{2} \\ -\frac{A_1 A_k}{2} \end{cases} \quad (4.3)$$

De acordo com a expressão é de prever que a amplitude diminua para metade. Assim sendo, é possível determinar o sinal de banda base original (Figura 25) e, consequentemente, a sequência de bits original.

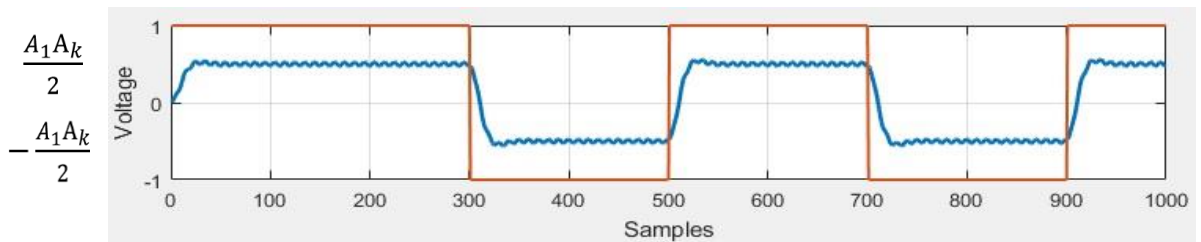


Figura 25 - Sinal de banda base discernível após filtragem (azul)

Relativamente ao diagrama de constelação do BPSK (Figura 26), os pontos de constelação situam-se inteiramente sobre o eixo x, não tendo, portanto, projeção no eixo y. Isto significa que o sinal modulado BPSK terá uma componente em fase (I) e nenhuma componente em quadratura (Q). Isso ocorre porque tem apenas uma função base.

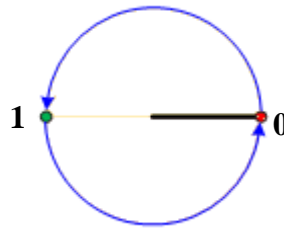


Figura 26 – Diagrama de Constelação do Sinal BPSK

4.2. Portadora Modulada - QPSK

Como segunda e última fase de implementação, pretende-se utilizar o formato de modulação QPSK. A modulação *Quadrature Phase Shift Keying* permite transmitir a informação em quatro transições de fase ($\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$), em que cada símbolo transmitido contém dois bits. Desta forma, esses símbolos já não correspondem apenas a “0” ou “1”, mas sim a {00, 01, 10, 11}, correspondendo a cada um uma transição de fase específica. Isto significa que o QPSK pode ser usado para dobrar o ritmo de transmissão em comparação com um sistema BPSK, mantendo a mesma largura de banda do sinal. Ou então permite manter o mesmo ritmo de transmissão do BPSK, reduzindo para metade a largura de banda necessária [36].

Relativamente às quatro transições de fase, faz sentido obter-se a máxima separação entre elas, de modo a que o recetor tenha menos dificuldade em distinguir um estado do outro. Tem-se 360° de fase para trabalhar e quatro estados de fase, e assim a separação deve ser $360^\circ/4=90^\circ$. Desta forma, as quatro transições de fase escolhidas são as seguintes:

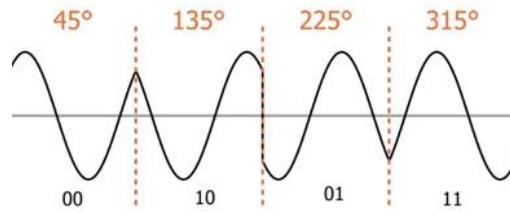


Figura 27 - Transições de fase distintas da modulação QPSK [adaptado de [36]]

A Figura 28 demonstra o esquema de modulação do QPSK, onde a sequência de bits gerada é dividida em componentes em fase e em quadratura. Estes são então modulados separadamente, ao serem multiplicados pela portadora em fase (I) $C_i(t)$ e a outra pela componente em quadratura (Q) $C_q(t)$. Posteriormente, os dois sinais são sobrepostos e o sinal resultante é o sinal modulado QPSK. As equações seguintes representam analiticamente o processo:

$$C_i(t) = A_k \cos(w_0 t + \theta_{in}(t)) \quad (4.4)$$

$$C_q(t) = B_k \sin(w_0 t + \theta_{qd}(t)) \quad (4.5)$$

$$S_{qpsk}(t) = C_q(t) + C_i(t) = A_k \cos(w_0 t + \theta_{in}(t)) + B_k \sin(w_0 t + \theta_{qd}(t)) \quad (4.6)$$

É de notar que a codificação polar NRZ pode ser feita antes ou depois da divisão dos bits, contudo, foram colocados depois para ilustrar a diferença conceitual entre sinais digitais e analógicos envolvidos com a modulação digital.

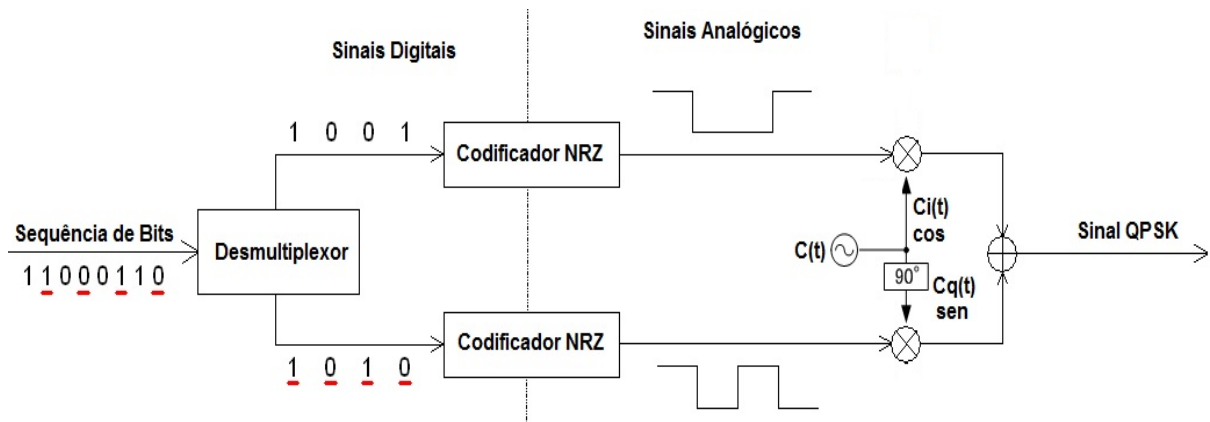


Figura 28 - Esquema da Modulação QPSK [adaptado de [37]]

Depois do envio do sinal pelo canal de transmissão, efetua-se a desmodulação, cuja representação do processo é esquematizado na Figura 29. Primeiro, o sinal recebido é dividido em duas partes, sendo que cada uma delas é multiplicada novamente por uma onda idêntica à onda portadora em fase e em quadratura. De seguida ambos os componentes são filtrados por um LPF, de forma a remover a componente oscilatória com o dobro da frequência da portadora.

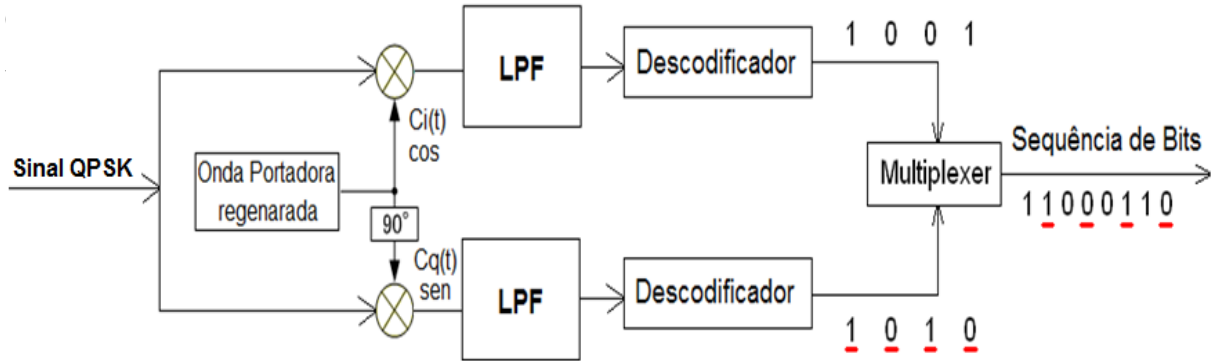


Figura 29 - Esquema da Desmodulação QPSK [adaptado de [38]]

Relativamente ao diagrama de constelação do QPSK, os pontos de constelação situam-se sobre os dois eixos do diagrama, sendo usados quatro pontos equidistantes. Como mostrado na Figura 31, as informações são atribuídas às fases $\pi/4$, $3\pi/4$, $-\pi/4$ e $-3\pi/4$ da onda portadora como 00, 01, 10 e 11, respetivamente.

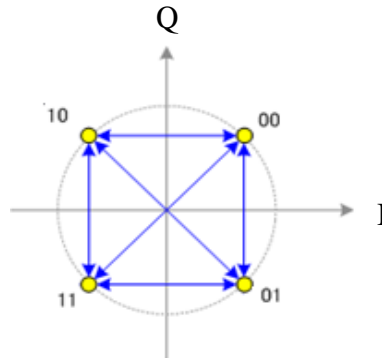


Figura 30 - Diagrama de Constelação do Sinal QPSK

4.3. Error Vector Magnitude -EVM

Os sistemas de transmissão ótica coerentes e os formatos avançados de modulação, como a modulação de amplitude em quadratura (QAM), estão estabelecendo-se rapidamente. Para codificar estes formatos, uma variedade de novos conceitos de moduladores óticos foram introduzidos. Entre eles estão moduladores dedicados a um formato de modulação particular,

bem como novos transmissores óticos definidos por *software* que permitem a codificação de vários formatos de modulação com apenas um pressionar de um botão. À luz das capacidades para codificar tais formatos de modulação avançados existe a necessidade de avaliar de forma fiável a qualidade dos sinais codificados. Em testes laboratoriais até agora, a maioria dos recetores emprega processamento de sinal digital *off-line* com *clock rates* muito reduzidos. Como tal, este processamento torna o cálculo do *Bit Error Rate* (BER) muito demorado, especialmente se a qualidade do sinal é alta. Em consequência, é necessária uma medida de desempenho mais rápida, embora fiável. Como tal é empregue o *Error Vector Magnitude* do vetor (EVM) [39]

O EVM, também chamado de *Received Constellation Error* (RCE), é uma medida usada para quantificar o desempenho do transmissor ou recetor numa comunicação digital *wireless*. Um sinal enviado por um transmissor ideal ou recebido por um recetor ideal teria todos os pontos de constelação precisamente nos locais ideais, no entanto devido a várias imperfeições na implementação (perdas na portadora, baixa taxa de rejeição de imagem, presença de ruído de fase) os pontos de constelação desviam-se dos locais ideais. Por outras palavras, permite medir o quão longe os pontos reais (medidos) estão, a partir dos locais ideais [40].

O EVM é, portanto, um parâmetro essencial para a precisão da modulação, pois constitui uma forma de medir e avaliar métodos de modulação multinível e multifase, tais como M-QAM e M-PSK [40]. A discrepância entre os vetores de símbolos reais e ideais é quantificada através de um vetor de erro, como mostrado na Figura 32.

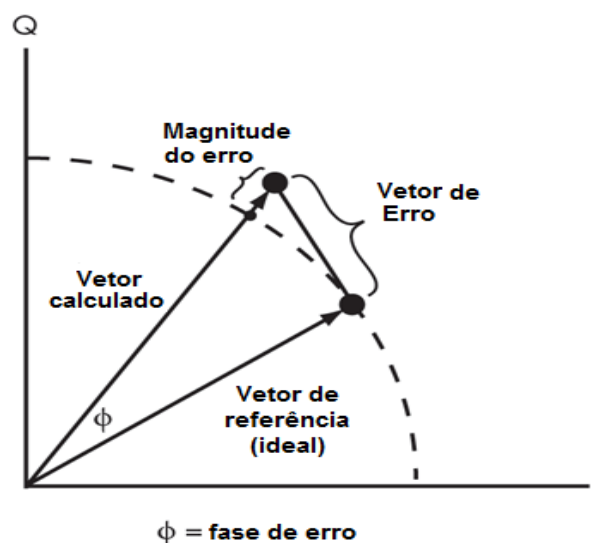


Figura 31 – EVM [adaptado de [40]]

O EVM é, portanto, a relação entre a potência do vetor de erro e a potência do vetor de referência, relacionada com a constelação ideal. O EVM pode ser definido em decibéis (dB) ou percentagem (%) da seguinte forma:

$$\text{EVM(dB)} = 10\log_{10}\left(\frac{P_{\text{erro}}}{P_{\text{ref}}}\right) \quad (4.10)$$

$$\text{EVM(\%)} = \sqrt{\frac{P_{\text{error}}}{P_{\text{ref}}}} \times 100 \quad (4.11)$$

onde P_{erro} e P_{ref} são a potência quadrática média (RMS) do vetor de erro e o ponto médio (potência média) na constelação de sinais de referência; I_{ref} e Q_{ref} são os sinais em fase e em quadratura ideais; I_k e Q_k são os sinais transmitidos em fase e em quadratura [40].

O EVM também pode ainda ser representado conforme a seguir indicado:

$$\text{EVM (RMS)} = \frac{1}{N} \times \sum_{k=1}^N \sqrt{\frac{(I_k - I_{\text{ref}})^2 + (Q_k - Q_{\text{ref}})^2}{(I_{\text{ref}} + Q_{\text{ref}})^2}} \quad (4.12)$$

onde N é o número de símbolos únicos na constelação.

Tem-se como exemplo a quantificação do EVM de uma transmissão *back-to-back* de um sinal em que foi adicionado ruído branco gaussiano. De acordo com o gráfico da Figura 32, quanto menor for a relação sinal ruído, maior será o EVM(%). E quanto maior for a relação sinal ruído o EVM tende a diminuir e saturar perto de 1%, correspondendo este valor a um limite de detecção do sistema. E portanto, para valores obtidos próximos de 1% (linha verde) começam a não ser totalmente precisos.

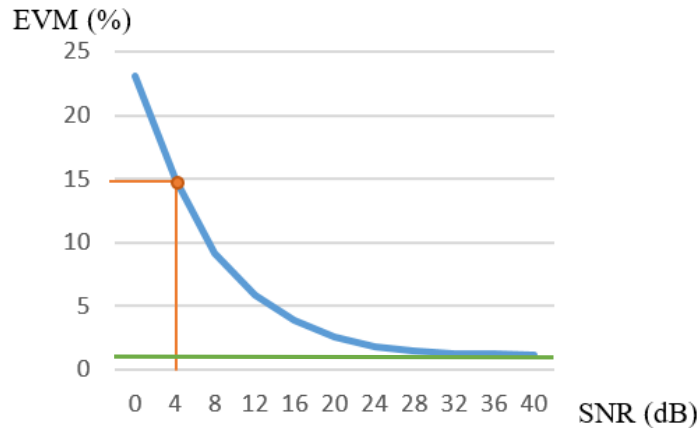


Figura 32 - Gráfico EVM(%)/SNR(dB).

A Figura 33 representa o diagrama de constelação QPSK com 1000 símbolos, em que a relação de sinal de ruído é de 4 dB. Neste caso os pontos que constelação, apesar de se concentrarem à volta dos pontos ideais, estão bastantes dispersos, possuindo um EVM de 15%. Um valor desta magnitude é suficiente para causar erros na transmissão, sendo que neste caso originou a transmissão de dois bits errados.

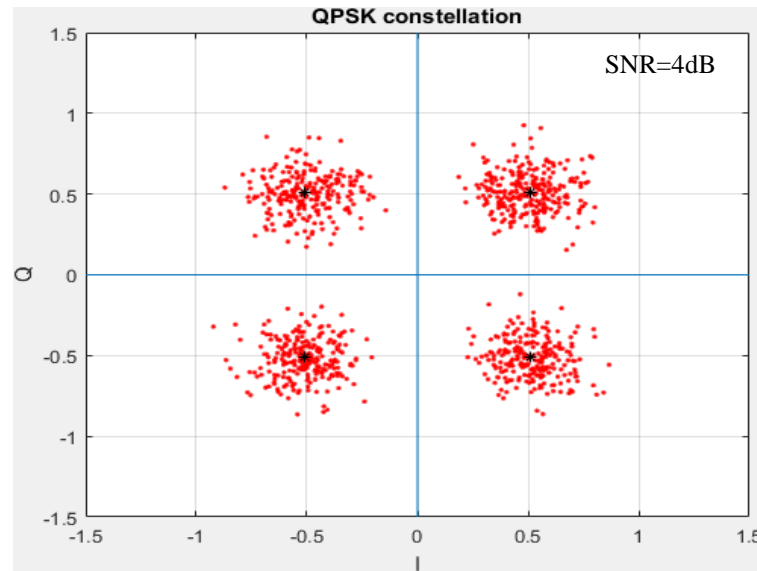


Figura 33 - Constelação QPSK, com SNR=4dB

Na ligação a ser feita, será necessário a utilização de um filtro atenuador, dada a elevada potência do laser. Sendo este o único fator atenuante considerado na ligação, pelo que não haverá perdas atmosféricas durante a ligação e, como tal, prevê-se que o EVM obtido seja próximo do valor de limite de deteção, isto é, próximo de 1%.

5. Implementação Experimental

5.1. ADALM1000

Para o desenvolvimento do módulo ótico foi utilizado um dispositivo analógico designado ADALM1000. O dispositivo possui dois canais analógicos (A e B), cada um capaz de gerar e medir sinais analógicos com uma taxa máxima de amostragem de 100 kHz. Sendo alimentado diretamente por USB, suporta os sistemas operativos OS X, Windows e Linux [41].

A Figura 34.a mostra uma fotografia da placa ADALM1000 e os seus portos de entrada e na Figura 34.b estão representados os respectivos esquemas de geração e medição de sinais.

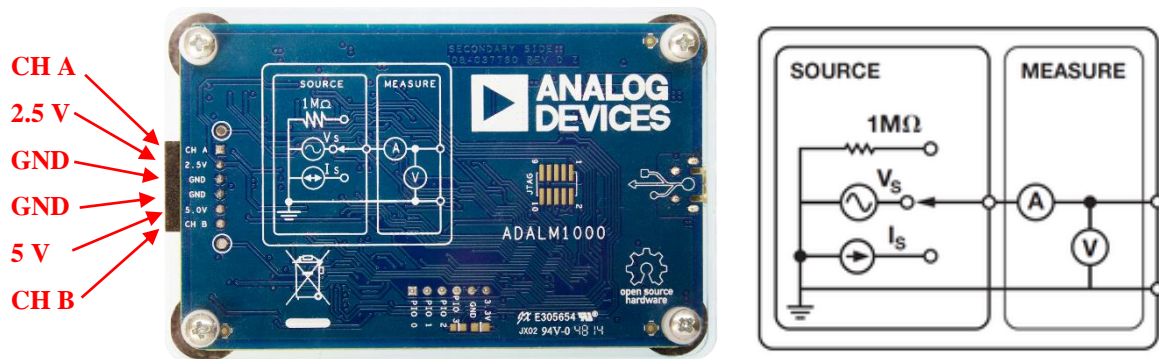


Figura 34 - a) Placa ADALM1000; b) Esquema de geração e medição de sinais [41]

Como sistema operativo, propôs-se utilizar o Windows e os testes são efetuados com o recurso ao *software* MATLAB (v2016a).

5.2. Geração e Aquisição Sinais

Como primeira abordagem, foi efetuada a montagem de um circuito fechado (só considerando a subportadora, sem a portadora ótica) para testar a geração e a receção de sinais nas devidas condições. No circuito montado, definiu-se o canal B como o canal de saída e o canal A como o canal de entrada.

Foi considerado uma onda sinusoidal com frequência de amostragem de 1000 Hz e frequência da portadora de 25 Hz, pelo que cada ciclo terá 40 amostras. Tendo em conta que a gama dinâmica da aquisição do dispositivo é de 0 a 5 V, é necessário adicionar um nível contínuo de +1V ao sinal sinusoidal para que se insira nesse intervalo.

A Figura 35.a representa sinal sinusoidal com 1000 amostras, que foi enviado através do canal B e a Figura 35.b representa evolução temporal do sinal captado no canal A, no qual está representado no eixo das abcissas o tempo de captura. É de notar que, no sinal recebido, a amplitude do sinal sofre uma ligeira atenuação, possivelmente provocada por perdas na ligação e nos cabos. Contudo, não é significativo para os resultados experimentais.

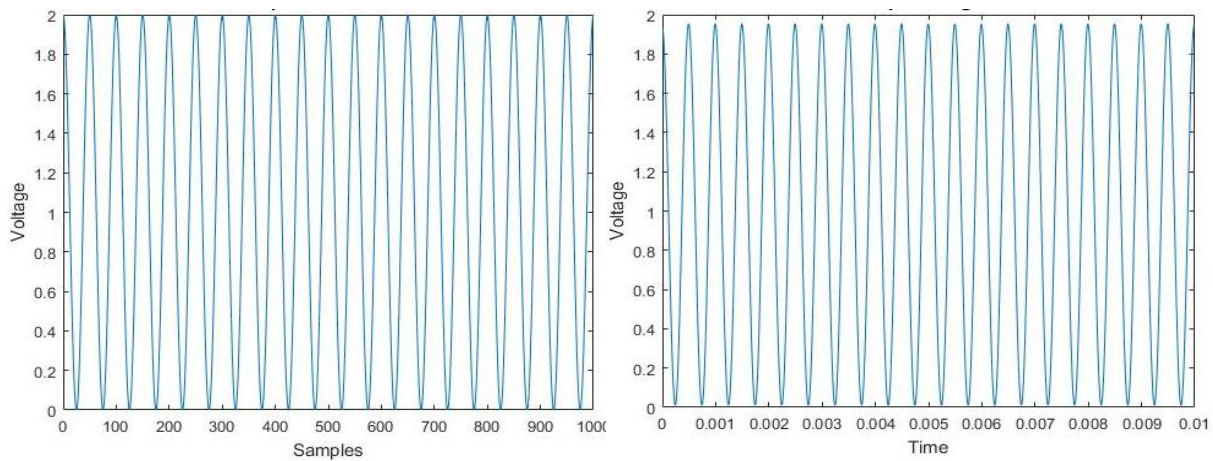


Figura 35 – Evolução temporal: a) Sinal enviado; b) Sinal recebido

5.3. Implementação do módulo com o LED

No seguimento da parametrização anteriormente descrita, procede-se então à implementação experimental do módulo ótico, baseado na modulação direta do emissor ótico, em que foi definido um LED como emissor ótico. O formato utilizado neste sistema foi *Binary Phase Shift Keying*.

Nesse sentido e conforme esquematizado na Figura 36, é utilizada uma subportadora elétrica para modular a portadora ótica gerada pelo emissor ótico. Desta forma, o LED é modulado diretamente, sendo o sinal emitido detetado diretamente por um fotodetetor, que vai estar colocado à frente deste, a uma distância mínima de 5 mm. Para tal, definiu-se o canal B

como sendo o canal de saída, que vai alimentar o LED e o canal A como o canal de entrada, o qual vai receber o sinal captado pelo fotodetetor.

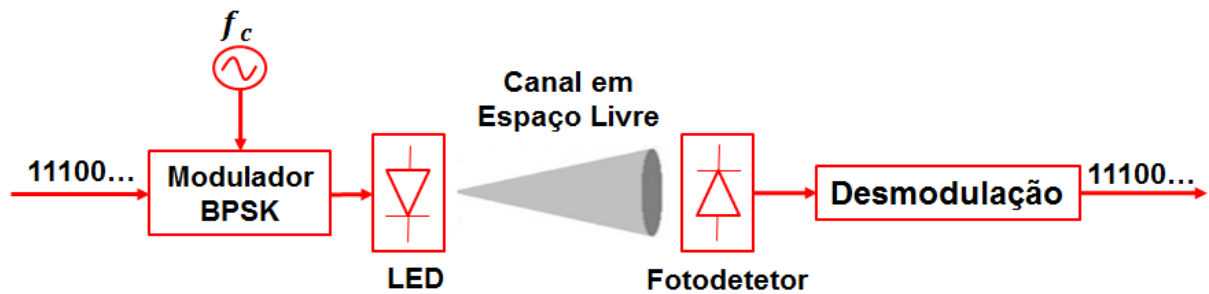


Figura 36 - Configuração do Sistema I

Na Figura 37 pode observar-se o módulo ótico montado de acordo com o anteriormente esquematizado, bem como a identificação de todos os componentes essenciais. Para a configuração das ligações é utilizada uma *breadboard* simples. Entre o canal B e o LED, foi necessário colocar uma resistência em série de forma a limitar a corrente máxima. Para o efeito, é utilizada uma resistência de 270 Ω .

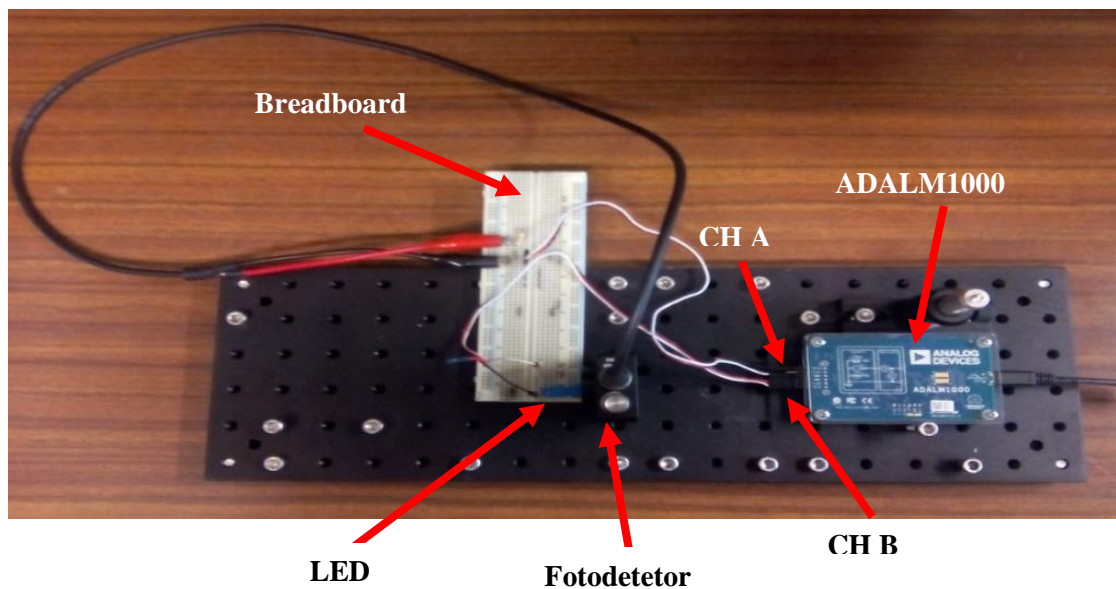


Figura 37 - Configuração do sistema ótico em laboratório com o LED

O LED é designado por IF-E96 e é fabricado pela *Industrial Fiber Optics, Inc.* Permite ritmos de transmissão razoáveis (5 Mps) e emite na região espectral do visível (cor vermelha) de 660 nm (Figura 38), [43].



Figura 38 - LED IF-E96 [42]

É utilizado é um fotodetetor DET10A/M, de silício (Si), fabricado pela *Thorlabs*, projetado para detetar sinais óticos entre 200 nm e 1100 nm (Figura 39), [43].



Figura 39 - Fotodetetor Série DET10A/M [43]

Os fotodetetores da série DET são polarizados inversamente para produzir uma resposta linear com a aplicação do sinal ótico. A fotocorrente gerada é baseada na luz incidente e no comprimento de onda, podendo ser visualizado no MATLAB. Possuem um filtro RC que permite filtrar qualquer ruído de alta frequência proveniente do sinal de entrada e que possa contribuir para uma saída mais ruidosa.

5.3.1. Região de funcionamento do LED

Antes de se proceder com transmissão do sistema ótico é necessário estudar o comportamento do LED. Na Figura 40, o eixo das abcissas representa a voltagem introduzida no LED. O eixo das ordenadas representa a tensão lida pelo fotodetetor durante o processo, que corresponde a potência ótica emitida pelo LED. Como se pode observar, o fotodíodo não lê valores inferiores a aproximadamente 1,8 V, devido ao facto de o LED só funcionar com tensões

de polarização superiores a esse valor. Como tal, definiu-se que o intervalo mais apropriado para transmitir o sinal é de 3 a 5 V, onde o LED apresenta uma curva mais linear.

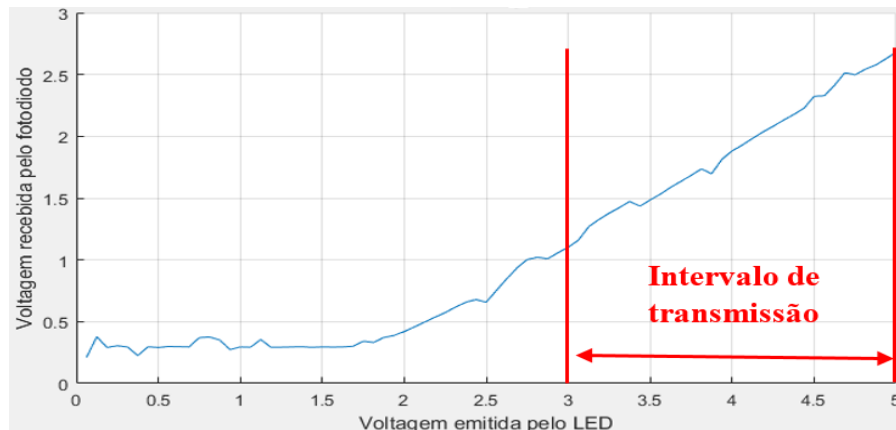


Figura 40 - Potência ótica emitida pelo LED em função da tensão de polarização.

5.3.2. Transmissão

Foi considerada uma onda sinusoidal com frequência de amostragem de 1000 Hz e frequência da subportadora de 50 Hz e definiu-se uma sequência aleatória de 10 bits, para serem transmitidos. Isto significa que cada ciclo terá 20 amostras e que cada bit corresponderá a 5 ciclos, ou seja, 100 amostras. Portanto, sabendo que o dispositivo tem capacidade para realizar 100000 amostras por segundo, o ritmo de transmissão é de 1kbit/s. Na Figura 41, a vermelho está uma representação o sinal digital que se pretende transmitir com a sequência gerada aleatoriamente “1110011001”, e a azul está representado a subportadora $S(t)$. É de notar que o sinal digital foi codificado com formato NRZ.

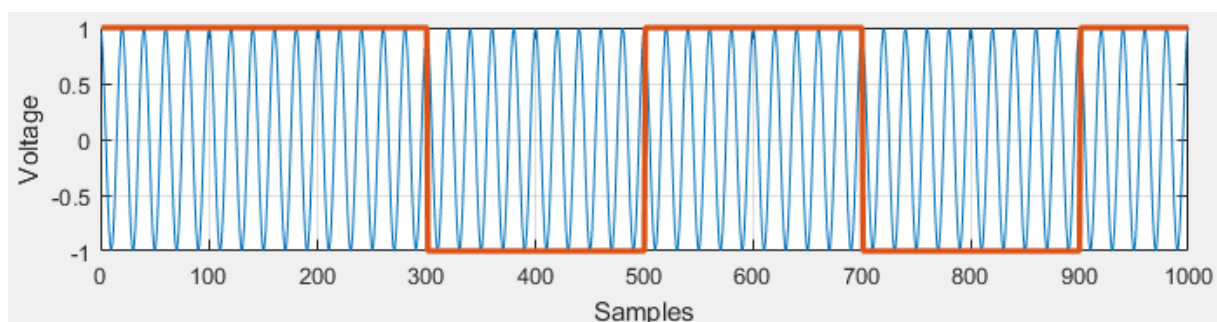


Figura 41 - Sinal Digital (vermelho); Subportadora (azul)

De seguida, para se realizar a modulação, o sinal digital vai controlar a fase da portadora. De notar que, quando ocorre mudança de bits, também ocorre uma transição de 180°.

Seguidamente, a subportadora modula o LED em amplitude, que por sua vez emite o sinal pelo canal B. Como resultado dessa operação, obtém-se um sinal ótico modulado $S_{\text{bpsk}}(t)$, representado na Figura 42.

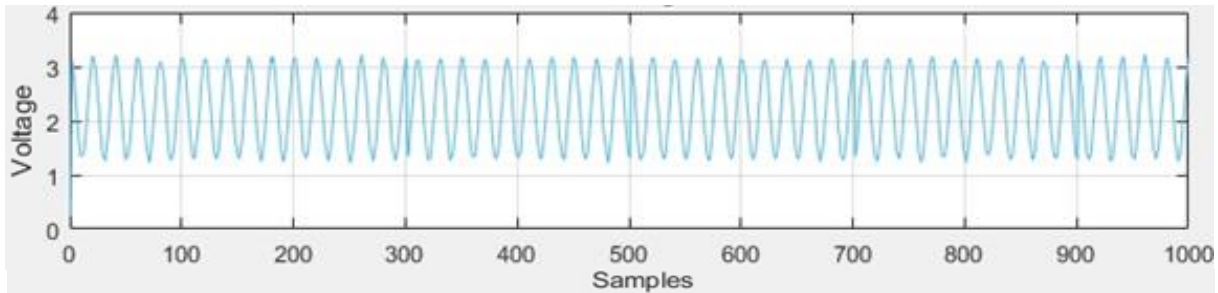


Figura 42 - Sinal modulado BPSK

5.3.3. Recepção

Depois da emissão da portadora ótica modulada, esta é posteriormente captada pelo fotodetetor, no canal A, através de detecção direta. De forma a extrair-se a portadora elétrica do sinal ótico, primeiro multiplicou-se o sinal recebido $S_{\text{bpsk}}(t)$ novamente pela onda portadora $S(t)$, obtendo-se a onda representada da Figura 43.

Como se pode verificar, nas situações em que o bit é 1, a componente modulada encontra-se maioritariamente acima do nível zero, enquanto que quando o bit é 0, a componente modulada encontra-se maioritariamente abaixo do nível zero. É de esperar que a onda não seja igual à do capítulo anterior, devido ao processamento realizado pelo fotodetetor, nomeadamente no ligeiro aumento da amplitude do sinal.

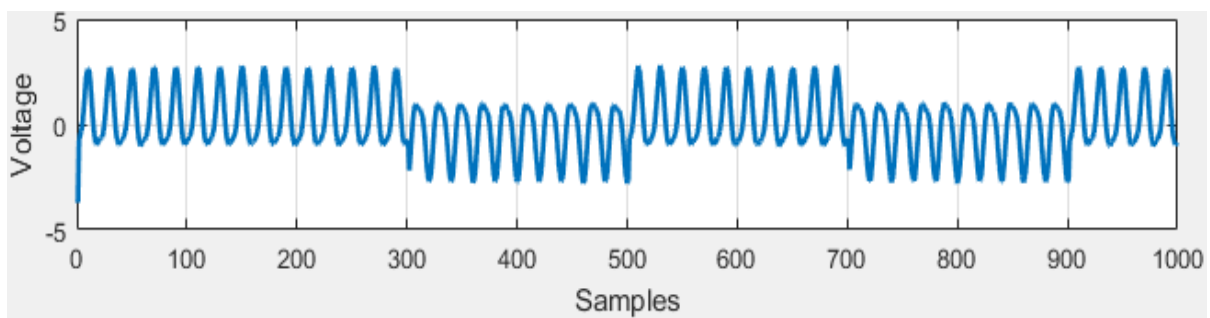


Figura 43 - Sinal resultante no recetor, após a multiplicação.

Após a multiplicação, para a remoção da componente oscilatória, optou-se por aplicar um filtro passa-baixo *buterworth*. Este filtro é desenvolvido de modo a obter-se uma resposta em frequência o mais plana o quanto for matematicamente possível. Desta forma, foi possível determinar o sinal de banda base original e consequentemente a sequência de original de bits. É de notar na Figura 44 que a amplitude do sinal diminui para metade, como consequência da aplicação do filtro e como previsto na equação (4.3). É importante referir também que, quanto maior for a ordem do filtro e menor a frequência de corte do filtro, maior será o atraso do sinal nas transições. Isto explica o facto de o sinal recuperado não ser perfeito e ainda assim conter componente oscilatória residual.

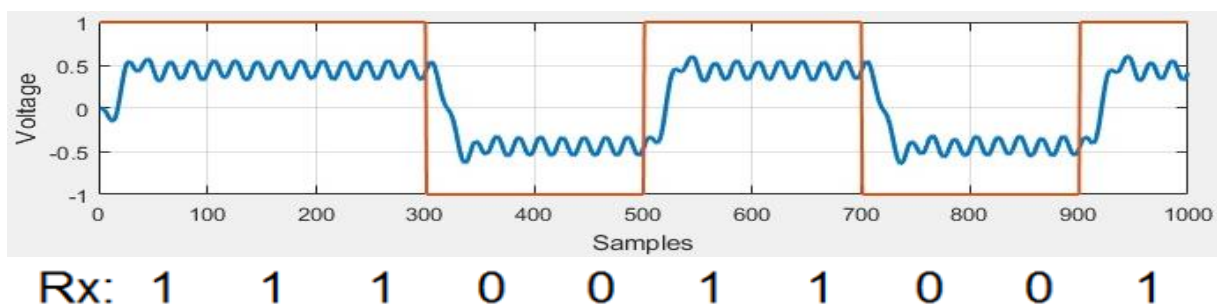


Figura 44 - Sinal de banda base discernível após filtragem

Na Figura 45, está representada a constelação do sinal. O método usado para determinar a constelação do sinal requereu a integração de 10 amostras centrais para cada bit. O valor calculado de cada um corresponde ao seu respetivo símbolo. Apesar de os valores não serem todos iguais, não é particularmente importante onde os pontos estão posicionados.

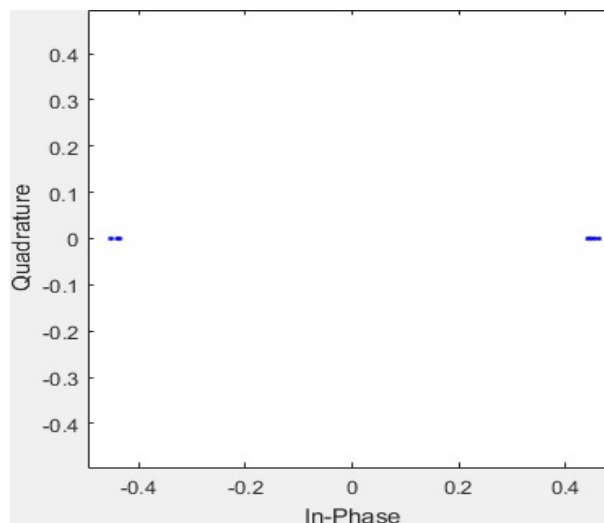


Figura 45 – Diagrama de Constelação do Sinal obtido

5.4. Implementação do módulo com o Laser Semicondutor

Na secção anterior descreveu-se a implementação do módulo de comunicações óticas com o formato BPSK, em que se utilizou como emissor ótico um LED. Verificou-se que este módulo apresenta um bom desempenho, demonstrando que o conceito é viável. De modo a atingir os objetivos inicialmente definidos, o módulo implementado anteriormente será adaptado de forma a poder utilizar-se o formato multinível QPSK e como emissor ótico um laser semicondutor. Desta forma, irá ser possível medir o EVM e consequentemente quantificar o desempenho do sistema, avaliando a qualidade da transmissão e da receção.

A configuração do sistema mantém-se, definindo-se o canal B como sendo o canal de saída, que vai alimentar o laser semicondutor, e o canal A como o canal de entrada, que vai receber o sinal captado pelo fotodetetor, conforme esquematizado na Figura 46.

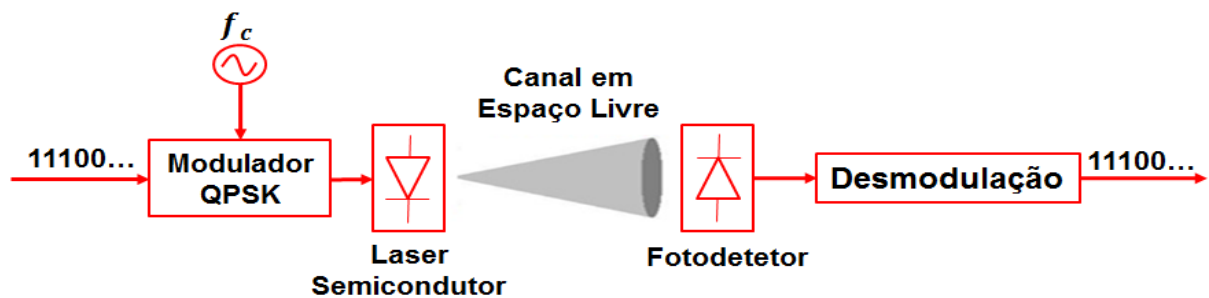


Figura 46 - Configuração do Sistema II

Na Figura 47, pode observar-se o módulo da configuração em estudo onde são identificados todos os componentes presentes. Tal como no teste com o LED, utiliza-se a mesma estrutura negra. De notar que a *breadboard* ainda é necessária devido ao facto de a resistência em série entre o fotodetetor e o canal A ainda se manter. O fotodetetor utilizado foi o mesmo, o DET10A/M, fabricado pela *Thorlabs*. Neste caso, o fotodetetor encontra-se posicionado 20 cm à frente do emissor ótico. Devido ao facto de a potência do laser ser demasiado elevada, foi necessário colocar um atenuador no meio do canal de transmissão.

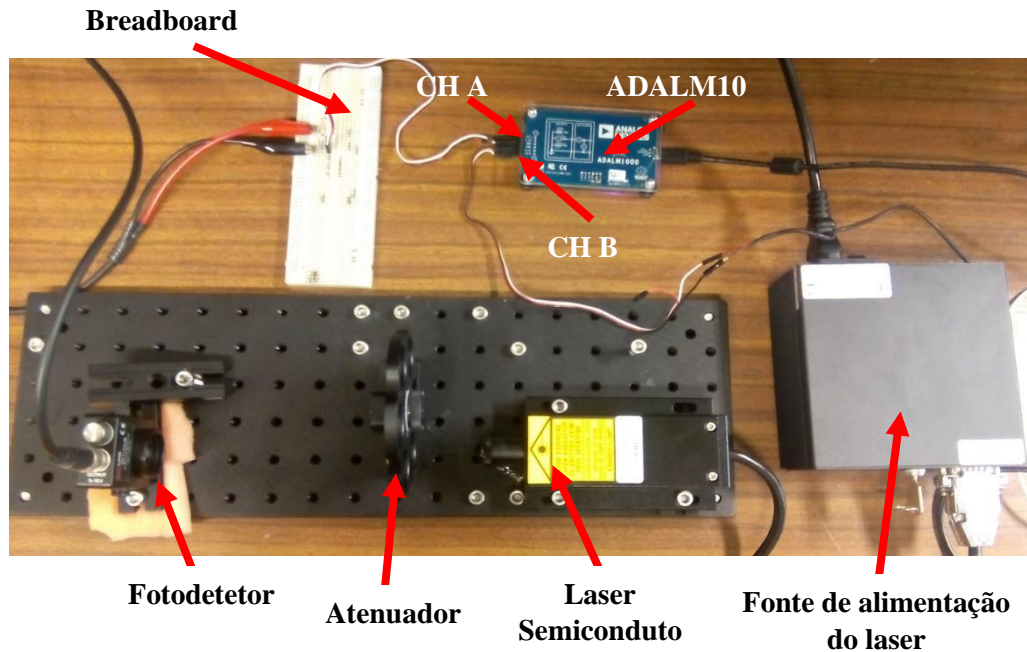


Figura 47 - Configuração do sistema ótico em laboratório com o laser

O laser utilizado é designado por MRL-III-635 e é fabricado pela *Changehun New Industries Optoelectronics Tech, Co, Ltd.* (Figura 48). Possui um díodo vermelho com um comprimento de onda de 635 nm e é caracterizado por ter um tempo de vida bastante extenso, de baixo custo e é fácil de operar. É utilizado maioritariamente para analisar espectros e em demonstrações experimentais. Possui uma potência de emissão de 300 mW [44].

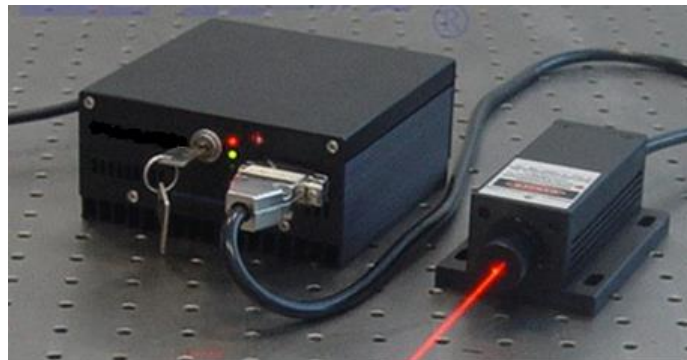


Figura 48 - Laser Semicondutor MRL-III-635

Como forma de atenuar a ligação, utilizou-se uma estação de filtros em roda FW1AND, fabricado pela *Thorlabs* (Figura 49). Suporta até seis filtros diferentes, sendo possível acoplar outra roda e obter-se assim 12 configurações diferentes. São filtros absorventes de densidade

neutra, que permitem aumentar a atenuação do sinal, pelo que neste caso, a estação de filtros possui 5 filtros atenuadores com as seguintes densidades óticas: 0.5, 1.0, 2.0 3.0 e 4.0 [45].



Figura 49 - Suporte de filtragem FW1AND, com capacidade para 6 filtros atenuadores

5.4.1. Escolha do filtro atenuador

Antes de se proceder à transmissão do sinal, é necessário definir a janela de transmissão. Tendo em conta que a potência do laser é elevada, a tensão de saída será bastante amplificada, daí ser necessário colocar um filtro atenuante. Primeiro, definiu-se uma adição de 2V ao sinal que se pretende transmitir de forma a ter-se voltagem positiva, de seguida procedeu-se à escolha do filtro.

A primeira leitura do sinal (1) corresponde ao sinal direto, sem qualquer tipo de atenuação. Como se pode verificar não é possível captar o sinal em condições, pelo que a sua amplitude ultrapassa o intervalo de leitura. O mesmo acontece com o primeiro (2), segundo (3) e terceiro filtro (4). Por outro lado, o quinto filtro (6) atenua demasiado o sinal e, portanto, o filtro mais apropriado para a transmissão será quarto (5), que corresponde a uma densidade ótica de 3. A Figura 50 mostra a transmissão do sinal com todos os filtros disponíveis. É importante referir que as leituras na seguinte figura também estão dependentes da sensibilidade do recetor. Se o fotodetetor fosse de uma marca diferente, com diferentes especificações, os valores lidos seriam diferentes.

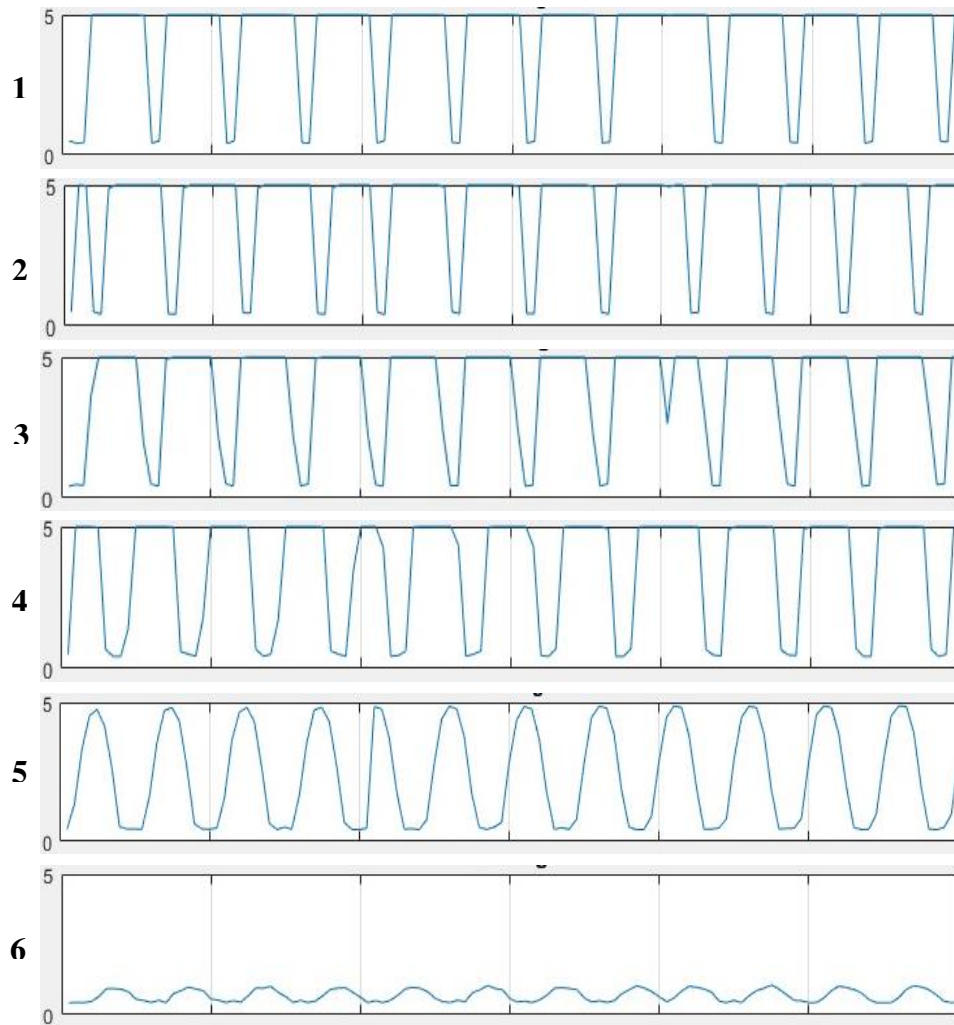


Figura 50 - Transmissão do sinal com diferentes atenuações.

Segundo os valores apresentados pela *Thorlabs*, para um filtro de densidade ótica 3 e um comprimento de onda de 635 nm, o valor de transmissão é de apenas 0,1035% [45]. Este valor corresponde a uma atenuação de 29,85 dB e, portanto, considera-se que até este valor, a utilização do laser é viável. A Tabela 2 apresenta os valores da atenuação obtidos a partir das equações (2.1) e (2.2), com várias condições climáticas, para um comprimento de onda de 635nm. Para cada condição climática também definiu-se um alcance de visibilidade [12]:

Clima	Céu limpo	Neblina	Nevoeiro fino	Nevoeiro Leve	Nevoeiro pesado
Visibilidade (km)	20	2	1.5	1	0.5
Atenuação (dB/km)	0.72	8.22	10.64	16.14	34.7

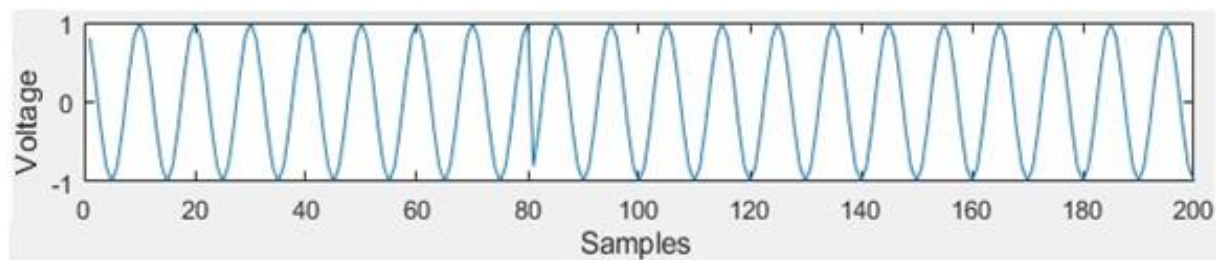
Tabela 2 - Atenuação atmosférica em (dB/km) em função das visibilidades para 635 nm.

De acordo com os valores obtidos na tabela, o laser tem alcance para todas condições climáticas, exceto em situações de nevoeiro pesado, em que a atenuação é superior ao valor experimental definido (29.85 dB). Contudo, é importante referir que ainda falta considerar a divergência do feixe e a sensibilidade no recetor ótico, pois só assim é que é realmente possível analisar corretamente o alcance do laser para as diferentes situações.

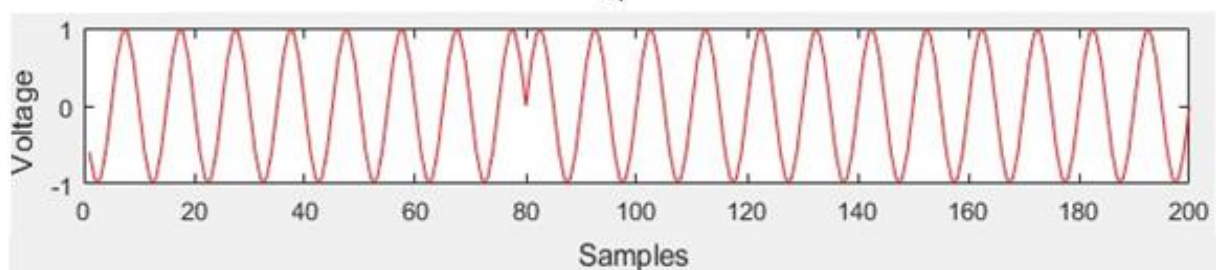
5.4.2. Transmissão

Definiu-se inicialmente que cada ciclo é constituído por 10 amostras uma vez que foi o valor mínimo testado que mais se adequa para definir corretamente uma onda sinusoidal, pelo que, se fosse inferior, o sinal assemelhar-se-ia a uma onda triangular. Cada bit corresponde teoricamente a quatro ciclos e, como tal, a 40 amostras. Contudo, dado que se trata que uma modulação QPSK, na prática, é possível transmitir o dobro da informação e como tal cada bit corresponde a 20 amostras. Tendo em conta que o dispositivo analógico consegue ler 100000 amostras por segundo, os sinais testados têm então uma frequência de 10 kHz e o ritmo de transmissão é de 5 kBit/s, ou seja, 2500 símbolos por segundo.

Como forma de medir o EVM e assim avaliar o desempenho do sistema, é testado uma transmissão de um sinal (S_1), com 40000 amostras. Isto significa, que serão transmitidos 2000 bits e o diagrama de constelação terá 1000 símbolos. O parâmetro a ser quantificado é o EVM(RMS), em percentagem. A Figura 50a representa as primeiras 200 amostras da componente em fase do sinal S_1 , a Figura 50b representa as primeiras 200 amostras da componente em quadratura do Sinal S_1 .



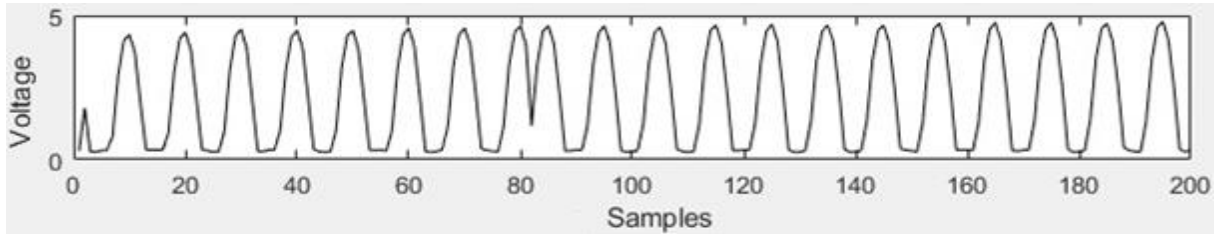
a)



b)

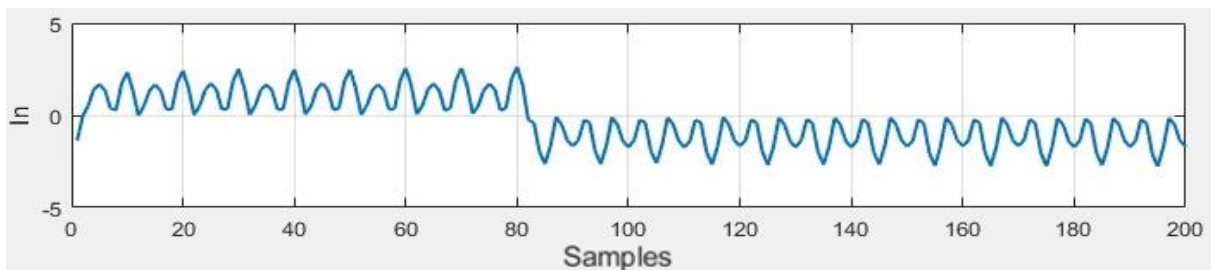
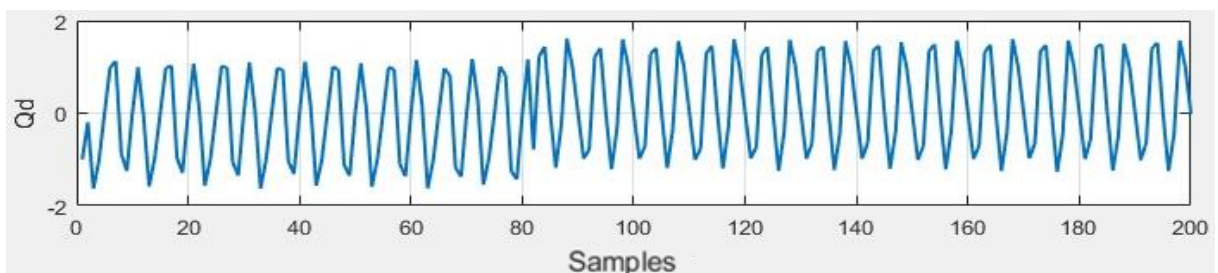
Figura 51 - a)Componente em fase do sinal S_1 ; b)Componente em quadratura do sinal S_1

Após a multiplicação das duas componentes, obtém então o sinal S_1 , estando representado as primeiras 200 amostras na Figura 52.

**Figura 52 - Sinal modulado QPSK**

5.4.3. Recepção

Depois do envio do sinal S_1 pelo canal B e da sua recepção pelo canal A, procede-se à recuperação do sinal original. Primeiro, multiplicou-se sinal recebido pelas ondas portadoras em fase $C_i(t)$ e em quadratura $C_q(t)$, a Figura 53 representa as primeiras 200 amostras. De notar que existe alguma desfasagem na amplitude nos sinais. No entanto, é possível verificar que as amplitudes são alteradas consoante a amplitude do sinal digital.

**a)****b)****Figura 53 - Sinais obtidos após multiplicação: a)em fase; b)em quadratura.**

Após a multiplicação, removeu-se a componente oscilatória, com a aplicação do filtro passa-baixo butterworth. Desta forma, foi possível determinar o sinal de banda base original em fase e em quadratura e consequentemente a sequência de original de bits. O sinal recuperado continua a não ser perfeito e ainda assim conter componente oscilatória residual e amplitude excessiva, o que pode originar desequilíbrios de amplitude e de fase na constelação de sinais. Isto deve-se essencialmente ao facto de os lasers semicondutores serem inerentemente não lineares, o que torna transmissões analógicas mais difíceis. Também são muito sensíveis a flutuações de temperatura e de corrente, o que pode causar variações no comprimento de onda produzido. A Figura 54 representa as primeiras 200 amostras.

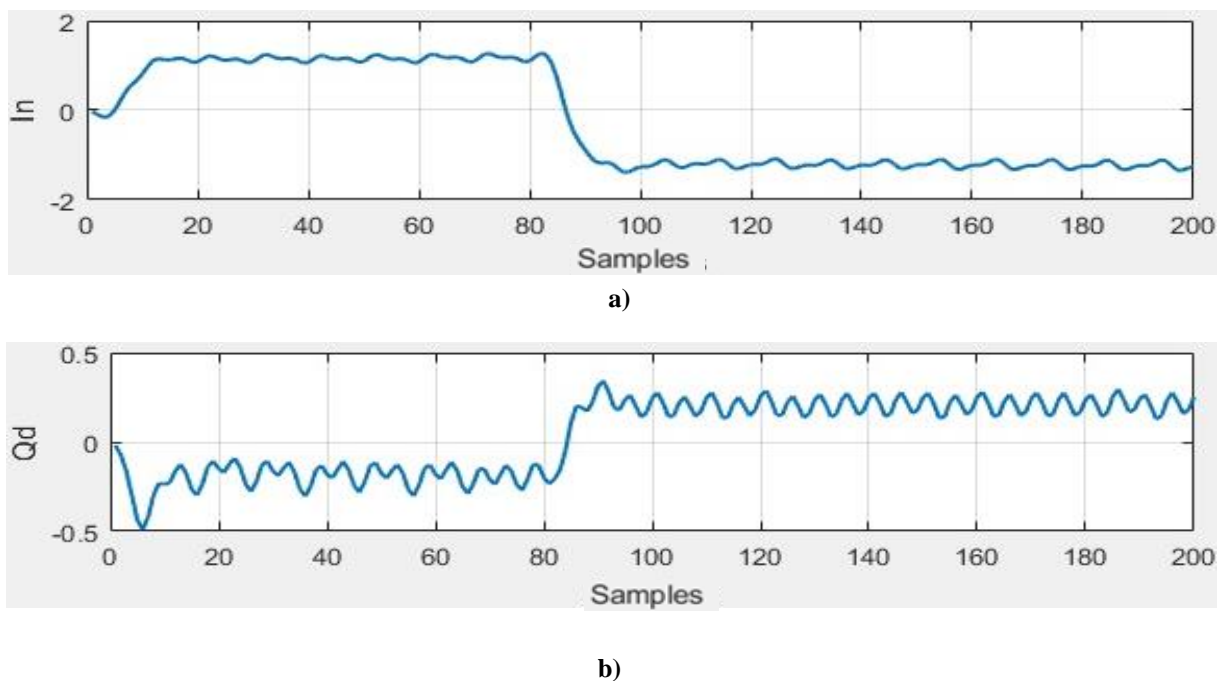


Figura 54 - Sinais Digitais recuperados: a)em fase; b)em quadratura.

Na Figura 55, está representada a constelação do sinal S_1 obtida a partir dos sinais anteriormente recuperados. O método usado é o mesmo que no BPSK, isto é, de forma analítica através da integração das 10 amostras centrais de cada bit, sendo que os valores calculados a partir do primeiro sinal correspondem à componente real dos sinais, e os valores calculados a partir do segundo sinal correspondem à componente imaginária dos sinais. Como se pode verificar, pontos obtidos (vermelho) encontram-se bastante desfasados dos pontos previstos (preto), sendo necessário rodar alguns graus.

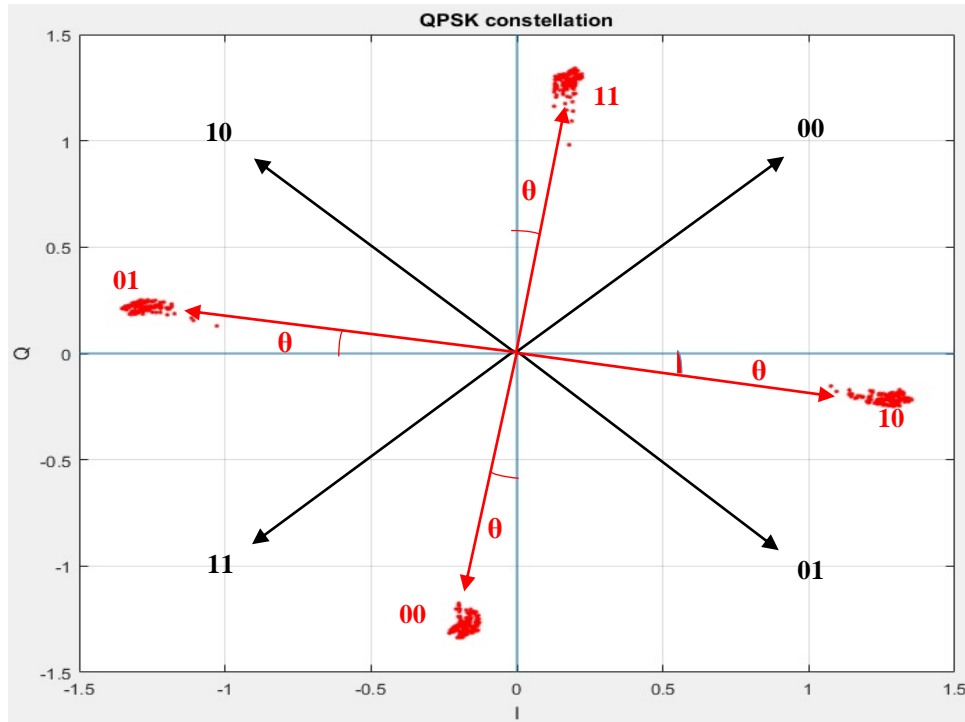


Figura 55 - Diagrama de Constelação obtido do sinal S_1

A partir do ângulo θ obtido, vai ser possível determinar os graus de compensação $\Delta\theta$. Dado que $\theta=8^\circ$, então:

$$\Delta\theta = \theta + 45^\circ + 90^\circ = 8^\circ + 135^\circ = 143^\circ$$

De forma a compensar o diagrama, é necessário rodar 143 graus, para que os pontos (vermelho) se encontrem o mais próximos possíveis dos pontos ideais (preto). A Figura 55 mostra o diagrama resultante. Relativamente à magnitude do sinal, mantém-se aproximadamente igual:

$$k = 250 \rightarrow \begin{cases} P_{250} = 0.2433 + 1.3172 * i \\ P'_{250} = -0.987 - 0.9055 * i \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} |P_{250}| = 1.3397 \\ |P'_{250}| = 1.3394 \end{cases}$$

Onde P_{250} é o 250º ponto de constelação do sinal S_1 e P'_{250} corresponde ao ponto P_{250} compensado.

Como se pode reparar na figura, apesar de apresentar os pontos com algum desequilíbrio, estes encontram-se muito mais próximos uns dos outros, quando comparado com o diagrama da Figura 32b, em que foi aplicado 4dB de ruído branco gaussiano e como tal é de esperar que o EVM seja muito menor nos resultados obtidos.

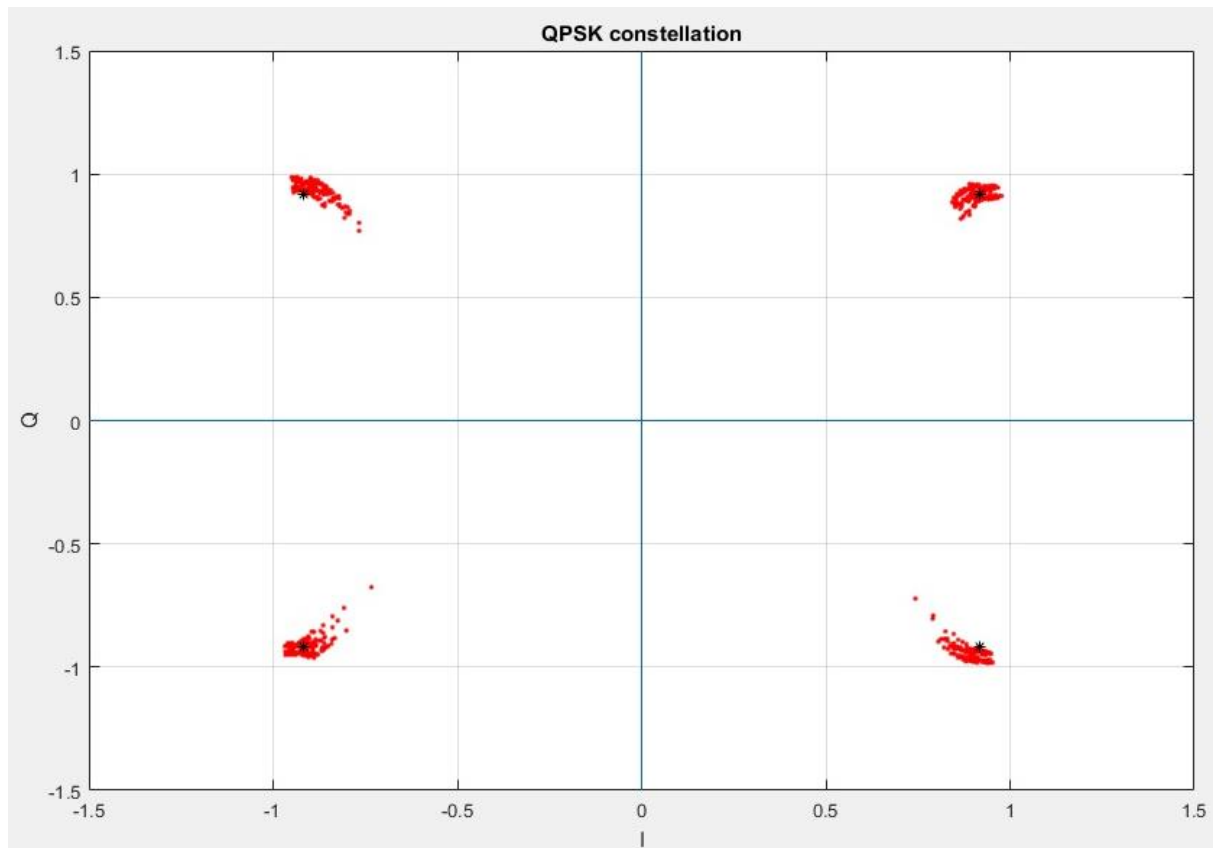


Figura 56 - Diagrama de Constelação S_1 após a compensação

Após a obtenção do diagrama de constelação compensado, procede-se ao cálculo do EVM(%) do sinal S_1 . Aplicando a expressão (4.12), obteve-se o seguinte EVM em percentagem:

Sinal	S_1
EVM (%)	1,30

Tabela 3 - Valor de EVM(%) obtido

Como se pode verificar, para um sinal com 1000 símbolos, ou seja, 2000 bits, o EVM é de 1,3041%. Este valor ótimo deve-se essencialmente à ausência de ruído e de perdas e também devido ao método de implementação usado durante todo o processo. No entanto, é importante referir que este valor não é exato, tendo em conta que existe um limite de deteção próximo, em 1%.

Durante todo o processamento, o módulo demorou aproximadamente 37 minutos a ser transmitido, sendo um valor 5550 vezes superior ao valor teórico previsto de 0,4 segundos. O que implica que o processamento e o algoritmo necessitam de ser otimizados.

Ainda assim, o sistema adequa-se aos objetivos previamente estabelecidos para a dissertação, pois permite efetuar a modulação da subportadora e receber a sequência de bits correta tendo em conta o valor baixo do EVM, podendo assim constituir uma base sólida para o desenvolvimento e implementação de um sistema *backhaul*.

6. Conclusões

6.1. Conclusões Gerais

Como elemento nuclear nesta dissertação de mestrado desenvolveu-se e implementou-se um módulo de comunicações óticas, de baixo custo, que opera na região espectral visível e é baseado na modulação direta do emissor ótico. Numa primeira abordagem, com a qual se pretendeu comprovar o conceito de modulação da subportadora, optou-se pela utilização de um LED como emissor ótico e do formato de modulação BPSK.

Em relação à aplicação do filtro passa-baixo ainda necessita de uma melhor otimização pelo que a recuperação do sinal banda base está longe de estar perfeito. Contudo, analisando os resultados obtidos, pode-se concluir que o conceito foi comprovado com sucesso pelo que a sequência de bits foi transmitida com sucesso.

Numa segunda abordagem, pretendeu-se quantificar o desempenho do sistema, ao medir o EVM a partir do diagrama de constelação. Para tal, optou-se pela utilização de um laser semiconductor como emissor ótico e do formato de modulação QPSK. A partir da transmissão de um sinal com 1000 símbolos, obteve-se um EVM de 1.3041% que, apesar de não ser um valor totalmente exato, demonstra um resultado promissor, revelando a elevada potencialidade deste módulo de comunicações.

Relativamente ao tempo de transmissão, tendo em conta que o ritmo de amostragem é de 100 kHz e o sinal tem 40000 amostras, o tempo de transmissão previsto seria de 0,40 segundos. No entanto, devido ao processamento de sinal efetuado pelo MATLAB e pelo *hardware*, a transmissão demorou 37 minutos, sendo 5550 vezes superior ao valor teórico previsto. Isto implica que em termos de processamento, o algoritmo utilizado necessita de otimização.

Relativamente ao dispositivo analógico utilizado, o ADALM1000 revelou ser uma ferramenta bastante útil e simples de manipular, no que diz respeito à leitura e envio de sinais. Apesar de a sua frequência não ser manipulável, permanecendo nos 100 kHz, adequou-se aos objetivos previamente estabelecidos para a dissertação, porque permitiu efetuar a modulação da subportadora e receber a sequência de bits correta, podendo assim constituir uma base sólida para o desenvolvimento e implementação de um sistema backhaul.

6.2. Trabalhos Futuros

O módulo de comunicações óticas foi desenvolvido com a potencialidade para crescer, uma vez que há possibilidades de melhorar, utilizando diferentes modulações, cada vez mais complexas e com níveis de modulação cada vez maiores. Exemplo de tal possibilidade é a utilização dos formatos 8-PSK, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, entre outros. Para além disso, também seria uma mais valia testar o módulo em diferentes condições e distâncias, avaliando o seu desempenho através de outros parâmetros tão importantes como o EVM.

Em relação ao dispositivo analógico ADALM1000, apesar de a sua frequência não ser manipulável, se em trabalhos futuros não se usar ritmos de transmissão mais elevados, na ordem dos Mbit/s ou até mesmo Gbit/s, esta é a ferramenta ideal, caso contrário seria necessário utilizar outra ferramenta de suporte mais sofisticada.

Da mesma forma, para trabalhos futuros mais complexos e ambiciosos, seria interessante utilizar outro *software*, que permita processamentos muito mais rápidos, pelo que durante os testes o tempo efetivo que o emissor demora a transmitir o sinal não corresponde ao tempo teoricamente previsto. Ou então, otimizar o algoritmo desenvolvido também seria uma boa opção.

Referências Bibliográficas

- [1] Henniger, H., & Wilfert, O., "An Introduction to Free-space Optical Communications", *RADIOENGINEERING*, vol. 19, no. 2, pp. 203–212, 2010.
- [2] Kaushal, H., Kaddoum, G., & Engineering, C., "Free Space Optical Communication : Challenges and Mitigation Techniques", ITM University, Gurgaon, 2010.
- [3] Gupta, A. & Jha, R., "A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies", *IEEE*, vol. 2, 2015.
- [4] MRV TereScope, "TereScope 10GE" [Online]. Available: <https://web.archive.org/web/20140818135956/http://www.jazdcommunications.com/commtech/company/MRV/TereScope-10GE.htm?supplierId=50004089&productId=50060878> [Accessed: 15-Nov-2016].
- [5] Artolink, "10 Gps Through The Air" [Online]. Available: http://artolink.com/page/free_space_optics_Artolink_news/#new10g. [Accessed: 17-Nov-2016]
- [6] Alkholidi, A. G. (2014). *Free Space Optical Communications: Theory and Practices*.
- [7] Tang, X., "Polarisation Shift Keying Modulated Free-Space Optical Communication Systems", Dissertação apresentada em cumprimento parcial dos requisitos da Universidade da Northumbria, em Newcastle, para grau de Doutor, 2012.
- [8] Willebrand, H & Ghuman, B S, *Free Space Optics: Enabling Optical Connectivity in Today's Network*, Sams Publishing, 2002.
- [9] J. D. N. C. R. Costa, "Avaliação de ralação sinal-ruído e mitigação da sua influência em redes óticas de acesso coerentes", Dissertação de Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Lisboa, Portugal, 2015.
- [10] Ho, Keang-Po, *Phase Modulated Optical Communication Systems*, Springer, 2014.
- [11] G. S. Oliveira, "Formatos de Modulação de uma Portadora Ótica com Detecção Direta", Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia de São Carlos, Brasil, 2011.
- [12] Ali, M. & Mohammed, M., "Effect of Atmospheric Attenuation on Laser Communications for Visible and Infrared Wavelengths", *Journal of Al-Nahrain University*, vol. 16, no. 3, pp. 133-140, 2013.
- [13] M. Harris, "Advanced Modulation Formats for High-Bit-Rate Optical Networks", Dissertação de Doutorado em Engenharia Eletrotécnica e Computadores, Instituto de Tecnologia da Geórgia, Estados Unidos, 2008.
- [14] C. R. Silveira, "Estudo de Formatos Especiais de Modulação Digital para Comunicações Óticas", Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia de São Carlos, Brasil, 2009.
- [15] W. Y. Y Al-Samadi, "Comparison between Direct and External Modulation Methods in RoF Analog System", Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica, National Taiwan University of Science and Technology, Julho, 2012,
- [16] Y. Yu, R. Lewen, S. Irmscher, U. Westergren, and L. Thylen, "80 Gb/s ETDM transmitter with a traveling-wave electroabsorption modulator," in *Proc. Eur. Conf. Optical Communication (ECOC)*, 2005, Paper OWE1.
- [17] P. M. A. Monteiro, "Redes Óticas Avançadas Coerentes NG-PON2", Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica, Instituto de Telecomunicações da Universidade de Aveiro, 2010,
- [18] F. Ceragioli, "Análise comparativa de formatos de modulação OOK, DPSK e DQPSK para sistemas de fibras óticas operando a taxas de 40 Gb/s", Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotecnica, Universidade Presbiteriana Mackenzie, 2008.

- [19] IMEDEA, "*Mach Zehnder Modulador*", [Online] Available: http://imedeia.uib-csic.es/~salvador/docencia/coms_optiques/adicional/ibm/ch05/images/05-115.jpg [Accessed: 29-Nov-2016]
- [20] Djordjevic I. & Vasic W. R. B., *Coding for Optical Channels*, Springer, 2010.
- [21] Electronic Research Group, "AMI (*Alternate Mark Inversion*)", [Online] Available: <http://www.erg.abdn.ac.uk/users/gorry/eg3567/phy-pages/ami.html> [Accessed: 01-DEZ-2016]
- [22] HN Computing, "Basic Principals of Data Communications: Digital Line Coding Techniques", [Online] Available: http://www.sqa.org.uk/e-learning/NetTechDC01ECD/page_12.htm [Accessed: 01-DEZ-2016]
- [23] Morris D. J., *Pulse Code Formats for Fiber Optical Data Communication - Basic Principles and Applications*, CRC Press, amplitude Modulation" 1983.
- [24] Tech-FAQ, "Quadrature Amplitude Modulation", [Online] Available: <http://www.tech-faq.com/quadrature-amplitude-modulation.html> [Accessed: 11-JAN-2017]
- [25] Patentes, "Predistortion in a 12/4 star QAM modulator", [Online] Available: <https://www.google.com/patents/EP1164763A2?cl=en> [Accessed: 11-JAN-2017]
- [26] Wikipédia, "Constellation diagram for rectangular 16-QAM", [Online] Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Quadrature_amplitude_modulation#/media/File:16QAM_Gray_Coded.svg [Accessed: 15-JAN-2017]
- [27] Wikipédia, "Block diagram illustrating the quadrature amplitude modulation of a signal", [Online] Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Quadrature_amplitude_modulation#/media/File:QAM_transmitter.svg [Accessed: 15-JAN-2017]
- [28] Wikipédia, "Block diagram illustrating the operation of a QAM receiver" [Online] Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Quadrature_amplitude_modulation#/media/File:QAM_receiver.svg [Accessed: 15-JAN-2017]
- [29] Yoshida, M. & Goto, M. & Kasai, K. & Nakazawa, M., "64 and 128 coherent QAM optical transmission over 150 km using frequency-stabilized laser and heterodyne PLL detection", *Optics Express*, vol.16, no.2, pp. 829-840, 2008.
- [30] Gnauck, A H & Member, Senior & Winzer, P J, "Optical Phase-Shift-Keyed Transmission", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 1, pp. 115-130, 2005.
- [31] A. Dhahmthrios, "Advanced Modulation Formats for 40Gb/s Transmission", Dissertação de Mestrado em Redes e Comunicações de Dados, Universidade de Kingston, 2010.
- [32] Ohtsuki, T., "Multiple-Subcarrier Modulation in Optical Wireless Communications", Tokyo University of Science, 2003.
- [33] Xu, Z. & Jing Y., "Characteristics of Subcarrier Modulation and Its Application in WDM-PONs", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 12, pp. 2069-2076, 2009.
- [34] Dondon, P. & Micouneau, J. & Legall, J. & Kadionik, P., "Design of a low cost BPSK modulator/demodulator for a practical illustration of digital modulations", 2008.
- [35] N. Vljajic, "Analog Transmssion of Digital Data: ASK, FSK, PSK, QAM", Material de apoio à unidade curricular "Signal Processing and Linear Systems II", Universidade de Stanford, San Francisco, EUA, 2016.
- [36] AVNET Reach Further, "Understanding Quadrature Phase Shift Keying", [Online] Available: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/quadrature-phase-shift-keying-qpsk-modulation/> [Accessed: 19-FEV-2017].
- [37] Wikipédia, "Conceptual transmitter structure for QPSK", [Online] Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-shift_keying#/media/File:Transmisior_QPSK_2.png [Accessed: 17-JFEV-2017].
- [38] Wikipédia, "Reciever structure for QPSK", [Online] Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/>

- Phase-shift_keying#/media/File:Receiver_QPSK_2.png [Accessed: 19-JFEV-2017].
- [39] Schmogrow, R. Nebendhl, B. & Winter, M., "Error Vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 1, pp. 61-63, 2012.
 - [40] Mohammadi, A. & Ghannouchi, F., *RF Transceiver Design for MIMO Wireless Communications*, Springer, 2012.
 - [41] Analog Devices, "ADALM1000 Overview", [Online] Available: <https://wiki.analog.com/university/tools/m1k> [Accessed: 15-NOV-2016].
 - [42] Industrial Fiber Optics, Inc, "Plastic Fiber Optic Red LED", *Prod. Data*, 2006.
 - [43] Thorlabs, "DET10A/M Si Biased Detector", *User Guide*, 2013.
 - [44] CNILASER, "MRL-III-635/1-500mW", *Data Sheet*, 2016.
 - [45] Thorlabs, "Manual Filter Wheel Mounts with Neutral Density Filters", [Online] Available: https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=1444&pn=FW1AND#1444.